



UNIVERSITÀ DI PISA

**FACOLTÀ DI INGEGNERIA**  
**RELAZIONE PER IL CONSEGUIMENTO DELLA**  
**LAUREA SPECIALISTICA IN INGEGNERIA DEI**  
**VEICOLI TERRESTRI**

***Simulazione e Progettazione di***  
***Sistemi per la Propulsione***  
***Ferroviaria***

---

RELATORI

IL CANDIDATO

Prof. Ing. Luca Sani

Massimo Aroni

Prof. Ing. Massimo Ceraolo

Prof. Ing. Ignazio Marongiu

Sessione di Laurea del 04/07/2012

Anno Accademico 2011/2012

# Indice

Indice delle figure .....	4
Sommario.....	7
Abstract .....	8
Introduzione .....	9
Capitolo 1: ETR500 – Caratteristiche generali .....	12
1.1 - La locomotiva .....	14
1.2 - Le carrozze.....	16
1.3 - Caratteristica di trazione .....	18
1.4 - Caratteristica di frenatura.....	20
Capitolo 2: Locomotiva E404: Architettura sistema elettrico.....	25
2.1 - Circuiti d'ingresso AT .....	26
2.2 - Trasformatore.....	27
2.3 - Azionamento di trazione.....	30
2.4 - Chopper servizi ausiliari .....	33
2.5 - Gruppi Statici servizi ausiliari di locomotiva (GS1, GS2 e GS3).....	33
2.6 - Carica batteria e utenze a 24 Vcc .....	35
2.7 - Linee treno 600 Vcc.....	35
Capitolo 3: Componenti principali del circuito elettrico nelle 3 possibili configurazioni .....	37
3.1 Convertitore di linea .....	37
3.1.1 - Configurazione a 2Q (3 kV e 1.5 kV).....	37
3.1.2 - Configurazione a 4Q (25 kVca) .....	39
3.2 - Reostato di frenatura .....	44
3.3 - Inverter di trazione.....	49
3.4 - Motori di trazione .....	51
3.5 - Avviamento sistema 3 kV .....	53
3.6 - Avviamento sistema 25 kVca .....	55

Capitolo 4: Il DTC .....	57
4.1 - Modello del motore asincrono.....	60
4.2 - Il controllo vettoriale DTC.....	66
4.3 - Effetti dell'ampiezza delle bande d'isteresi di flusso e coppia .....	73
4.4 - Considerazioni su DTC e DSC .....	74
4.5 - Lo schema a blocchi base del DTC .....	75
Capitolo 5: Implementazione del modello.....	80
5.1 - Schema generale del modello .....	80
Capitolo 6: Simulazioni e analisi dei risultati .....	92
6.1 - 1° prova .....	92
6.2 - 2° prova.....	98
6.3 - 3° prova.....	101
Conclusioni .....	108
Ringraziamenti .....	110
Bibliografia .....	111

## Indice delle figure

Figura 1: ETR 500.....	12
Figura 2: Vista laterale della locomotiva.....	15
Figura 3: Vista frontale della locomotiva .....	16
Figura 4: Caratteristica meccanica di trazione.....	19
Figura 5: Caratteristica di frenatura di una singola locomotiva .....	22
Figura 6: Architettura del sistema elettrico .....	25
Figura 7: Schema del trasformatore .....	28
Figura 8: Posizionamento del trasformatore all'interno dell'elettromotrice .....	29
Figura 9: Configurazione del sistema di trazione a 25 kVca .....	32
Figura 10: Convertitore di linea 2Q (3 kV e 1.5 kV) .....	38
Figura 11: Convertitore di linea 4Q (25 kVca) .....	40
Figura 12: Schema elettrico del convertitore di linea.....	41
Figura 13: Comportamento ideale in trazione e in frenatura .....	42
Figura 14: Modulante - Portante .....	42
Figura 15: Impulsi (pilotaggio dei GTO) .....	43
Figura 16: Schema dei controllori utilizzati .....	44
Figura 17: Chopper di frenatura.....	44
Figura 18: Vista frontale del reostato spannello.....	46
Figura 19: Duty-Cycle del GTO .....	48
Figura 20: Funzionamento chopper interallacciati .....	49
Figura 21: Schema inverter di trazione .....	50
Figura 22: Ubicazione telaio convertitore destro .....	50
Figura 23: Ubicazione telaio convertitore sinistro .....	51
Figura 24: Localizzazione motori di trazione .....	52
Figura 25: Vista esplosa del motore di trazione .....	53

Figura 26: Avviamento sistema a 3 kV.....	54
Figura 27: Avviamento sistema a 25 kV .....	55
Figura 28: vettore spaziale della corrente di statore .....	60
Figura 29: rappresentazione di un sistema di riferimento generico .....	63
Figura 30: Rappresentazione dei flussi concatenati di statore e di rotore e del relativo angolo .....	66
Figure 31: rappresentazione del flusso concatenato di statore in due istanti successivi .....	68
Figura 32: Schema inverter a 2 livelli .....	69
Figura 33: Rappresentazione della stella dei sei vettori $U_s$ equispaziati .....	70
Figura 34: possibili configurazioni del vettore $U_s$ .....	70
Figura 35: strategia DTC.....	71
Figura 36: tabella delle commutazioni dei tasti dell'inverter.....	73
Figura 37: Schema a blocchi dei controllo DTC.....	77
Figura 38: flusso concatenato di statore in componenti diretta e quadratura nel piano d-q .....	77
Figura 39: Schema a blocchi del modello .....	80
Figura 40: Coppia resistente in funzione del tempo.....	82
Figura 41: Andamento del flusso di riferimento in funzione del tempo .....	83
Figura 42: Coppia ammissibile.....	85
Figura 43: calcolo della Coppia di riferimento.....	85
Figura 44: Osservatore di Coppia e di Flusso .....	87
Figura 45: Segnale di comando di uno dei sei tasti dell'inverter.....	89
Figure 46: Implementazione Inverter trifase su Dymola .....	90
Figura 47: Tensione di fase .....	90
Figura 48: Rampa di velocità di riferimento .....	92

Figura 49: Velocità angolare del motore.....	93
Figura 50: Flusso sul piano d-q - Banda 5% .....	94
Figura 51: Flusso sul piano d-q - Banda 3% .....	94
Figura 52: Flusso sul piano d-q - Banda 1% .....	95
Figura 53: Flusso sul piano d-q - Banda 0.5%.....	95
Figura 54: Flusso di riferimento .....	96
Figura 55: Modulo del flusso statorico calcolato dall'osservatore .....	96
Figura 56: Gradino di velocità.....	98
Figura 57: Velocità di rotazione del motore .....	99
Figura 58: Coppia resistente .....	99
Figura 59: Coppia motrice.....	100
Figura 60: Coppia motore con pendenza del 4‰ .....	102
Figura 61: Coppia resistente con pendenza del 4‰.....	102
Figura 62: Velocità angolare del motore con pendenza del 4‰ .....	103
Figura 63: Coppia motore con pendenza del 8‰ .....	103
Figura 64: Coppia resistente con pendenza del 8‰.....	104
Figure 65: Velocità angolare del motore con pendenza del 8‰ .....	104
Figura 66: Coppia motore con pendenza del 12‰ .....	105
Figura 67: Coppia resistente con pendenza del 12‰.....	105
Figura 68: Velocità angolare del motore con pendenza del 12‰.....	106

## Sommario

Questo lavoro di tesi è focalizzato sull'analisi e sulla simulazione dell'azionamento della locomotiva E404 facente parte dell'elettrotreno ETR 500/PLT.

Nei primi tre capitoli si espone una descrizione generale della composizione del treno, seguita da un'analisi più approfondita del sistema elettrico presente all'interno della locomotiva, e dal confronto tra le tre configurazioni possibili del sistema elettrico al variare della tipologia di alimentazione presente in linea.

Gli altri tre capitoli riguardano la descrizione del controllo DTC per il motore asincrono, l'implementazione del modello tramite il software Dymola e l'analisi critica dei risultati ottenuti dalle simulazioni.

## Abstract

This thesis work is focused on analysis and simulation of the electrical drive of the locomotive E404 series of train ETR 500/PLT. In the first three chapters there is a description of the composition of the train, followed by a more detailed analysis of the electrical system inside the locomotive, and the comparison between three possible configurations of the electrical system according to the type of power supply. The other three chapters are concerned with the description of DTC for induction motor control, the implementation of the model using Dymola and critical analysis of the results obtained with simulations.

## Introduzione

Le prime esperienze nell'ambito dell'alta velocità in Italia hanno inizio negli anni cinquanta con l'elettrotreno Settebello, in grado di effettuare un servizio di elevato livello sia in termini di qualità che per velocità di esercizio, attorno ai 200 km/h. Negli anni ottanta le Ferrovie dello Stato cominciarono a definire le caratteristiche che avrebbe dovuto avere un servizio moderno ad alta velocità. Considerando le caratteristiche orografiche del territorio italiano e quelle della prima tratta di linea, la "Direttissima" che unisce Firenze a Roma, venne definita la velocità massima d'esercizio pari a 300 km/h.

La caratteristica principale dei nuovi rotabili fu quella di poter viaggiare a velocità e livello di comfort superiori ai treni tradizionali anche durante il loro utilizzo su tracciati tradizionali. Venne stabilita inoltre una configurazione del convoglio più elastica mediante l'utilizzo due locomotive ed un numero variabile di carrozze, in modo tale da potersi adattare alle condizioni di esercizio sulle differenti linee. Venne redatto il capitolato per la costruzione di una locomotiva e di una carrozza laboratorio da utilizzare per le verifiche funzionali delle scelte progettuali. Dal Settembre 1986, in meno di 2 anni, i due veicoli furono costruiti e furono in grado di effettuare corse di prova, raggiungendo nella primavera del 1989 velocità superiori a 300 Km/h. Nella prima metà del 1988 le Ferrovie dello Stato hanno emesso l'ordinazione di convogli pre-serie denominati ETR Y 500, composti ciascuno da due locomotive e dieci carrozze rimorchiate, destinati a

proseguire la fase di sperimentazione e svolgere, contemporaneamente, periodi di pre-esercizio necessari allo sviluppo del sistema treno e alla definizione dei servizi offerti al pubblico. Tra il 1990 e il 1992 con questi due treni sono state condotte diverse campagne di sperimentazione ad alta velocità (300 Km/h) e di servizio pagante passeggeri tra Roma e Firenze.

L'ETR500 nella composizione di due locomotive e otto carrozze rimorchiate (come previsto per il servizio commerciale tra Italia e Francia), ha stabilito il nuovo primato italiano, raggiungendo sulla tratta Arezzo-Firenze della Direttissima la velocità di 320 km/h.

La costruzione dei primi elettrotreni di serie è iniziata nel 1992 con quelli monotensione. Ancora oggi ciascun treno è composto da due motrici e undici carrozze intermedie, con la possibilità di variare la composizione da un minimo di otto a un massimo di quattordici. Le motrici, a piena aderenza, sono costituite da un'unica cassa con una cabina di guida lato testata aerodinamica e intercomunicante lato testata piana, comunicanti attraverso un corridoio centrale. La disposizione delle apparecchiature a bordo è dettata dalla presenza di due isole, in corrispondenza dei carrelli, dovute alla necessità di alloggiare i castelletti che riportano in cassa gli attacchi delle bielle di sospensione dei gruppi motore-riduttore, interamente sospesi al telaio della cassa. I primi 30 treni sono realizzati inizialmente per alimentazione a 3000 Vcc con una capacità di trasporto passeggeri di 588 persone più 2 non deambulanti, esclusa la carrozza ristorante, nella composizione standard, per essere trasformati successivamente in bitensione, con aggiunta di

apparecchiature su apposite carrozze attrezzate, in funzione della imminente realizzazione delle nuove linee ad alta velocità italiane di RFI e TRENITALIA, previste con alimentazione della catenaria a 25kV in corrente alternata alla frequenza di 50Hz, attualmente in fase di completamento.

Il collegamento ferroviario ad alta velocità tra Italia e Francia è stato realizzato quindi per mezzo dei nuovi elettrotreni ETR500 politensione, i quali sono già in servizio dal Maggio 2000 sulla rete italiana a 3KV in corrente continua e possono viaggiare in tutta sicurezza alla velocità di 250 Km/h nella tratta italiana e di 300 km/h sulla rete ferroviaria francese.

## Capitolo 1: ETR500 – Caratteristiche generali

Gli elettrotreni serie ETR 500/PLT sono veicoli di moderna concezione, in grado di funzionare sia su linee tradizionali con alimentazione in corrente continua a 3 kV e 1,5 kV, che su linee ad alta velocità alimentate in corrente alternata a 25 kV 50Hz.

Trattandosi di un treno a potenza concentrata ed a composizione bloccata, è composto da due locomotive della serie E 404, posizionate alle estremità del convoglio, e da una composizione variabile di carrozze.



Figura 1: ETR 500

La composizione standard dell'ETR/PLT viaggiante solo in Italia è di:

- 3 carrozze di 1<sup>a</sup> classe

- 1 carrozza speciale di 1<sup>a</sup> classe
- 1 carrozza bar-ristorante
- 6 carrozze di 2<sup>a</sup> classe.

La composizione standard dell'ETR500 PLT viaggiante anche in Francia è di:

- 2 carrozze di 1<sup>a</sup> classe
- 1 carrozza speciale di 1<sup>a</sup> classe
- 1 carrozza bar-ristorante
- 4 carrozze di 2<sup>a</sup> classe.

Le principali caratteristiche sono:

- Posti offerti Italia: 588 complessivi + 2 non deambulanti (carrozza ristorante esclusa)
- Posti offerti Italia/Francia: 402 complessivi più 2 non deambulanti (carrozza ristorante esclusa)
- Lunghezza della locomotiva: 20.466 mm
- Lunghezza delle vetture: 26.100 mm
- Lunghezza totale del treno:
  - 329.032 mm (Italia)
  - 249.732 mm (Italia/Francia)
- Velocità massima: oltre 300 km/h
- Velocità massima in esercizio: 250 km/h
- Elementi motori: due locomotive B<sub>0</sub>-B<sub>0</sub>
- Massa singola motrice: 68 tonn
- Passo del carrello motore: 3.000 mm
- Passo del carrello portante: 3.000 mm
- Accelerazione massima non compensata in curva: 1,3 m/sec<sup>2</sup>
- Potenza al cerchione continuativa (Tot. treno):
  - 8,8 MW catenaria a 3 kVcc

- 6,6 MW catenaria a 25 kVca
- 4,2 MW catenaria a 1,5 kVcc
- Tipo di azionamento: ad inverter con motori trifasi asincroni
- Tensione alimentazione servizi ausiliari di treno: 600 Vcc
- Potenza disponibile per i Servizi Ausiliari: 410 kW per ogni azionamento.

## 1.1 - La locomotiva

Le elevate richieste di resistenza (300 kN al bordo superiore dei cristalli frontali, 700 kN al bordo inferiore, 2000 kN al livello degli organi di trazione) e la necessità di contenere il peso entro le 68 tonnellate, hanno portato verso la ricerca di soluzioni e materiali innovativi per la realizzazione delle strutture dell'elettromotrice. Il telaio è realizzato in acciaio ad alta resistenza mentre le fiancate e la testata posteriore sono realizzate in estrusi di alluminio chiodati al telaio attraverso l'interposizione di appositi materiali atti a permettere la giunzione tra i due metalli. Il vantaggio della costruzione delle fiancate con estruso consente la realizzazione del particolare profilo della fiancata richiesto dal punto di vista aerodinamico.

La motrice E 404 serie 500/559 è costituita da una cassa unica che appoggia su due carrelli motori a due assi. Anche le fiancate laterali sono completamente lisce, tutte le prese d'aria sono state realizzate nelle carenature e sull'imperiale, che risulta completamente rimovibile per consentire le

operazioni di smontaggio delle apparecchiature contenute nelle cabine AT.

La motrice è munita di una sola cabina di guida la cui ambientazione è stata studiata per offrire il massimo confort al personale di macchina dal punto di vista della pressione e della temperatura all'interno dell'ambiente; si sfrutta quindi un impianto di pressurizzazione e condizionamento appositamente studiato per la cabina di guida ed indipendente dal resto del convoglio. La testata piana posteriore è dotata di intercomunicante a tenuta stagna che consente l'accesso alle carrozze rimorchiate dal corridoio interno della locomotiva.

La locomotiva è dotata di due pantografi a spinta impressa, ognuno dei quali preme sulla linea di contatto con una forza predeterminata indipendente dagli effetti dinamici dovuti alla velocità. La porzione frontale della testata, che include l'accoppiatore, è concepita come elemento di sacrificio, in caso di urto frontale contro un ostacolo fisso, a velocità di 6 Km/h, per salvaguardare la cabina ed il resto del veicolo. Il tetto di alluminio è smontabile per consentire l'introduzione delle apparecchiature.

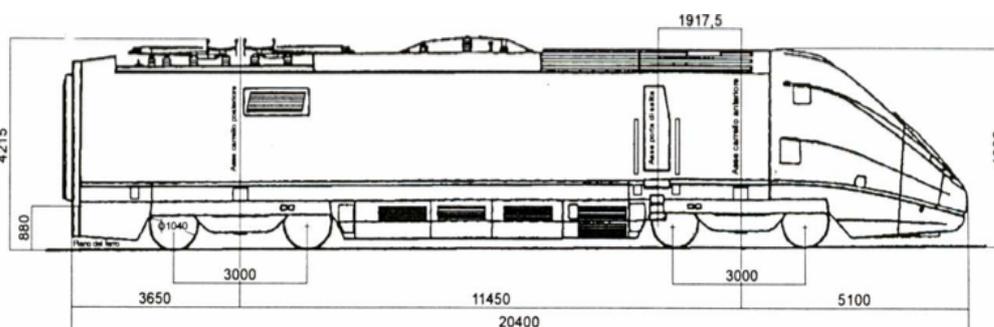


Figura 2: Vista laterale della locomotiva

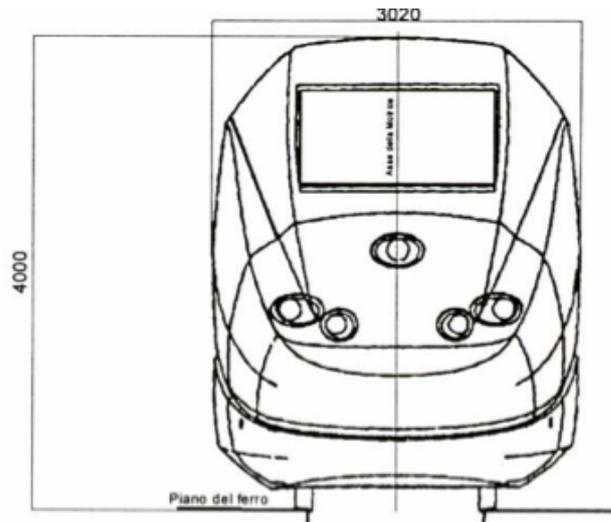


Figura 3: Vista frontale della locomotiva

I parametri della motrice E404:

- Lunghezza ai respingenti: 20250 mm
- Altezza: 4000 mm
- Larghezza: 3020 mm
- Interperno: 11450 mm
- Passo carrello: 3000 mm
- Massa: 68 t
- Massa per asse: 17 tonn
- Rodiggio: B<sub>0</sub>B<sub>0</sub>
- Potenza continuativa ai cerchioni: 4400 kW
- Azionamento: inverter con motori asincroni
- Cx: 0.24

## 1.2 - Le carrozze

Sono dotate di impianti di climatizzazione alimentati separatamente dalle due linee treno. Le porte di salita e di scesa sono a comando elettropneumatico e sono dotate di un'apposita guarnizione che garantisce la tenuta alle

variazioni di pressione. Questa caratteristica, unita all'applicazione di intercomunicanti "chiusi" a tenuta ed all'utilizzo di porte mobili, che, in caso di colpi di pressione, chiudono in automatico tutti i collegamenti con l'esterno dell'impianto di condizionamento, consente la realizzazione di ambienti pressurizzati.

Le carrozze dell'ERT 500PLT sono identiche nelle strutture principali indipendentemente dalla loro destinazione, 1<sup>a</sup> o 2<sup>a</sup> classe, ristorante o 1<sup>a</sup> classe speciale. La struttura è realizzata in grandi estrusi in lega leggera serie 6005 A-T6 saldati per mezzo di robot capaci di operare saldature continue su tutta la lunghezza della cassa. Anche in questo caso l'utilizzo degli estrusi permette di ottenere con facilità il profilo arrotondato della fiancata dettato da esigenze di aerodinamica e sagoma limite.

Le staffe di fissaggio per apparecchiature e rivestimenti sono standardizzate e incluse nella struttura dell'estruso: ciò permette sia la riduzione di peso globale della carrozza che la facilità dell'assemblaggio.

La struttura completamente saldata, insieme ai finestrini a tenuta, alle porte con giunti gonfiabili, all'intercomunicante a tenuta ed al sistema di isolamento temporaneo delle condotte dell'aria per condizionamento e ventilazione, costituisce la barriera alle onde di pressione che si sviluppano durante il transito del treno in galleria, minimizzandone l'impatto sul passeggero.

Si ricorda che la frequenza propria di risonanza della cassa è di circa 10 Hz, il che garantisce un buon disaccoppiamento dalle frequenze di risonanza proprie del carrello, creando un ambiente privo di vibrazioni a tutto vantaggio del confort di marcia.

I parametri del vagone:

- Lunghezza ai respingenti: 26100 mm
- Altezza: 3800 mm
- Larghezza: 2860 mm
- Interperno: 19000 mm
- Passo carrello: 3000 mm
- Massa (tara): 42 t
- Massa per asse: 10.5 tonn
- Posti a sedere:
  - 52 di 1<sup>a</sup> classe
  - 68 di 2<sup>a</sup> classe
  - 26 di 1<sup>a</sup> speciale
- Anno di costruzione: 1992 – i.c.

### 1.3 - Caratteristica di trazione

Le prestazioni in trazione di una singola motrice, con il treno in configurazione standard per la rete ferroviaria italiana che prevede due motrici, dieci carrozze passeggeri e una carrozza ristorante/snack-bar sono le seguenti:

- Potenza continuativa al cerchio (disponibile a partire da 164 km/h fino alla velocità massima con ruote a media usura): 4.400 kW
- Velocità massima in piano e rettilineo: 300 km/h
- Sforzo di avviamento (ruote a media usura): 170 kN
- Sforzo alla velocità di 172 km/h (ruote a media usura): 92 kN
- Sforzo alla velocità massima di 300 km/h: 52 kN
- Accelerazione residua a 300 km/h in piano e rettilineo: 0,025 m/sec<sup>2</sup>

In Figura 4 sono riportate le curve che rappresentano le forze massime sviluppate ai cerchioni nelle tre differenti condizioni di alimentazione della catenaria, riferite ad una sola locomotiva. Per una maggiore leggibilità si sono riportate su uno stesso grafico le grandezze significative che entrano in gioco in relazione alle tensioni di esercizio.

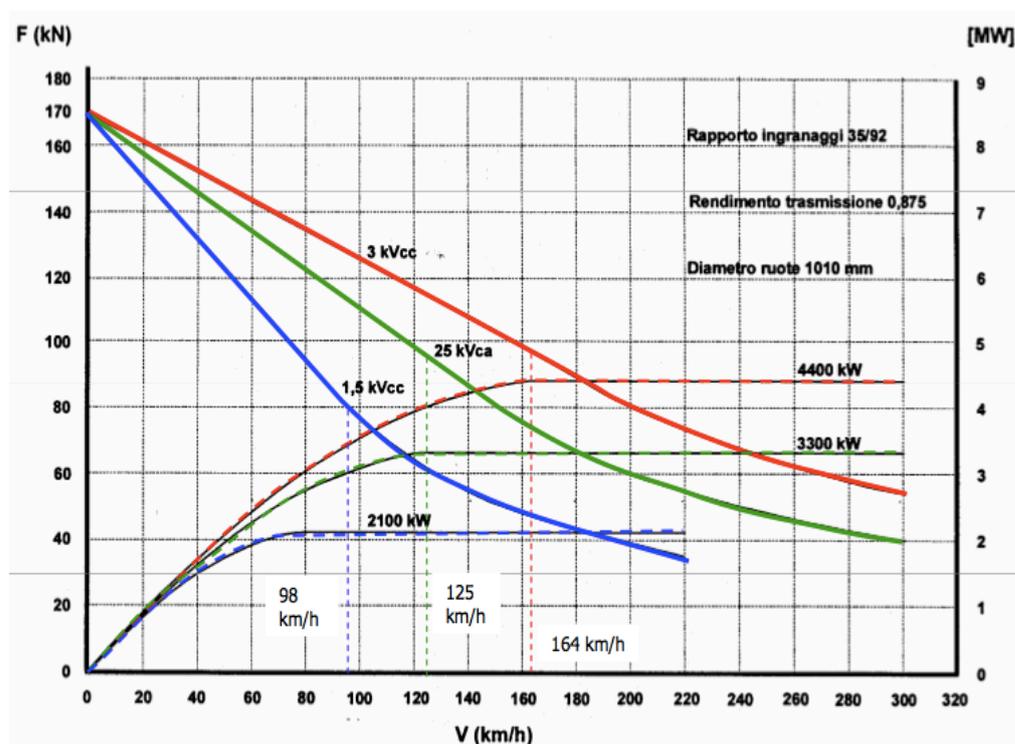


Figura 4: Caratteristica meccanica di trazione

Analizziamo ora separatamente le tre configurazioni riguardanti la tensione di alimentazione del convoglio:

- 3 kVcc: Il dimensionamento della catena di trazione è fatto per avere una potenza continuativa ai cerchioni, riferita all'intero convoglio (N. 2 locomotori) di 8800 kW a partire dalla velocità di 164 km/h sino alla velocità massima di 300 km/h. Questa potenza corrisponde a quella continuativa sviluppata all'albero motore di ciascuno degli 8 motori pari a 1130 kW.
- 25 kVca: Si mantiene la stessa coppia all'avviamento mentre la potenza continuativa ai cerchioni è limitata a

6600 kW a partire dalla velocità di 125 km/h sino alla massima di 300 km/h. La limitazione della potenza continuativa è dovuta al limite termico del trasformatore volutamente dimensionato con l'obiettivo del contenimento del peso, pur garantendo il «target» del tempo totale di missione sul percorso NA-MI. La limitazione della potenza è solamente introdotta al raggiungimento della temperatura massima dell'olio del trasformatore che in pratica si verifica in corrispondenza delle lunghe tratte in salita.

- 1,5 kVcc: Si mantiene la stessa coppia di avviamento vista nei casi precedenti mentre la potenza continuativa ai cerchioni è limitata a 4200 kW a partire dalla velocità di 98 km/h sino a quella massima di esercizio che è di 220 km/h. La limitazione della potenza continuativa è dovuta al dimensionamento degli avvolgimenti secondari del trasformatore, funzionanti da filtro d'ingresso, il cui valore di portata massima in corrente è di 1000 A.

Non viene introdotta nessuna limitazione sulla potenza assorbita dagli ausiliari calcolata per una composizione del convoglio a 8 carrozze.

#### 1.4 - Caratteristica di frenatura

La frenatura elettrodinamica è attivabile dalla velocità massima sino ad un valore di velocità pari a 10 km/h. Nel caso di frenatura elettrodinamica si possono distinguere due casi:

- Frenatura a recupero
- Frenatura reostatica

La frenatura elettrodinamica a recupero è attiva sino a quando la catenaria è in grado di ricevere il flusso di energia trasferito in senso inverso rispetto alla direzione del flusso di energia in trazione; ogni qual volta il recupero in linea risulti impossibile, automaticamente interviene la frenatura reostatica che provvede a dissipare l'energia sul reostato.

La potenza di dimensionamento dei due reostati (uno per locomotiva) è stata calcolata basandosi sui due seguenti criteri:

A) Capacità di trattenuta del convoglio a tempo indeterminato sulla pendenza massima del 2,1% (il risultato porta ad un valore di 7500 kW coincidente con il valore già adottato per il treno ETR 500/92).

B) Rispetto del coefficiente d'aderenza di 0.12 per la frenatura massima corrispondente ad una forza di frenatura massima di circa 158 kN (2 locomotive).

Vengono mostrate in Figura 5 le curve di frenatura che sono state tracciate, per una locomotiva, sul medesimo grafico forza/velocità, per evidenziarne le differenze tra i valori nelle diverse configurazioni di alimentazione.

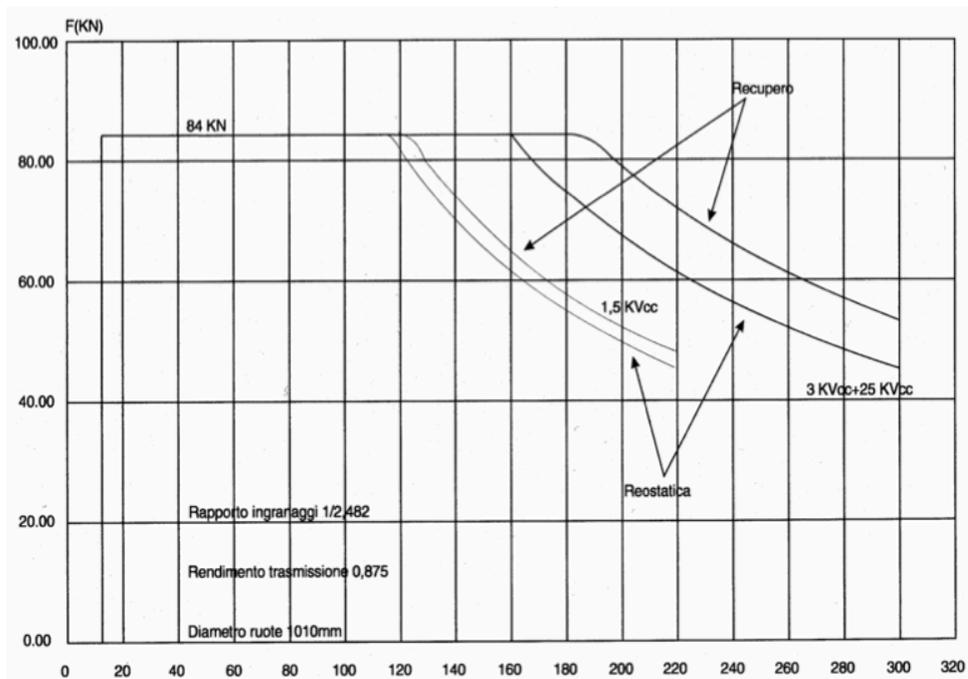


Figura 5: Caratteristica di frenatura di una singola locomotiva

Vediamo adesso le caratteristiche delle due tipologie di frenatura elettrodinamica inserendo i dati relativi in una tabella costruita in modo tale da offrire un confronto diretto in termini di potenza, forza e velocità per tutte e tre le configurazioni del sistema di alimentazione. Si riportano quindi nella seguente tabella i valori di potenza che si riferiscono all'intero convoglio (N° 2 locomotive)

	RECUPERO	REOSTATICA
25 kV ca	La potenza frenante ai cerchioni è di 8800 kW per velocità comprese tra	La potenza frenante ai cerchioni è di 7500 kW nel range di velocità 300-160 km/h, a

	300 e 185 km/h, a velocità più basse si limita linearmente la potenza mantenendo costante la forza frenante a circa 168 kN.	velocità inferiori si limita linearmente la potenza mantenendo costante la forza frenante a circa 168 kN.
3 kV cc	La potenza frenante ai cerchioni è di 8800 kW nel range di velocità 300-185 km/h, a velocità inferiori si limita linearmente la potenza mantenendo costante la forza frenante a circa 168 kN.	La potenza frenante ai cerchioni è di 7500kW nel range di velocità 300-160 km/h, a velocità inferiori si limita linearmente la potenza mantenendo costante la forza frenante a circa 168 kN.
1,5 kV cc	La potenza frenante ai cerchioni è di 5800 kW nel range di	La potenza frenante ai cerchioni è di 5500 kW nel range di velocità

	<p>velocità 220-120 km/h; a velocità inferiori si limita linearmente la potenza tenendo costante la forza frenante intorno al valore di 168 kN.</p>	<p>220-120 km/h, a velocità inferiori si limita linearmente la potenza tenendo costante la forza frenante intorno al valore di 168 kN.</p>
--	---	--

## Capitolo 2: Locomotiva E404: Architettura sistema elettrico

Ciascuna delle due locomotive E404 presenti nel convoglio è costituita da due moduli di trazione indipendenti, che alimentano ciascuno un carrello con due motori di trazione (rodiggio B<sub>0</sub>B<sub>0</sub>). Tale architettura conferisce alla motrice un elevato livello di affidabilità.

La locomotiva è dotata di due pantografi a spinta impressa; uno per le tensioni 3 kVcc e 25 kVca e l'altro per la tensione 1,5 Vcc

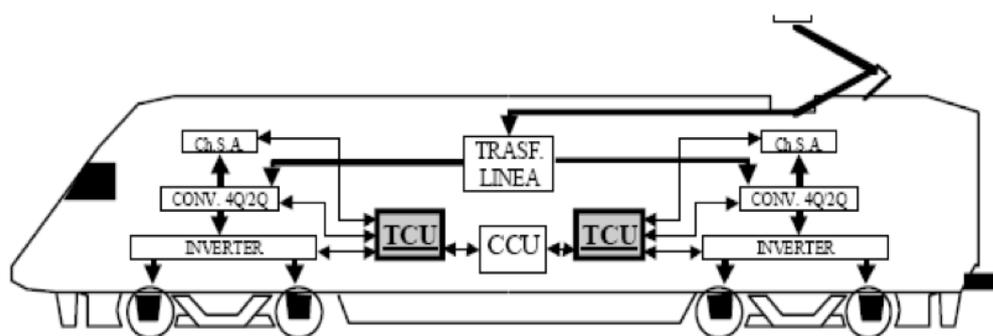


Figura 6: Architettura del sistema elettrico

Si individuano quindi una serie di apparati che saranno introdotti in questa sezione per capire la struttura fondamentale del sistema stesso e dare fin da subito un'immagine chiara del circuito di alta tensione. Suddividiamo quindi il sistema per praticità nelle seguenti parti:

- Circuiti d'ingresso A T
- Trasformatore
- Azionamento di trazione
- Chopper servizi ausiliari
- Gruppi Statici servizi ausiliari di locomotiva

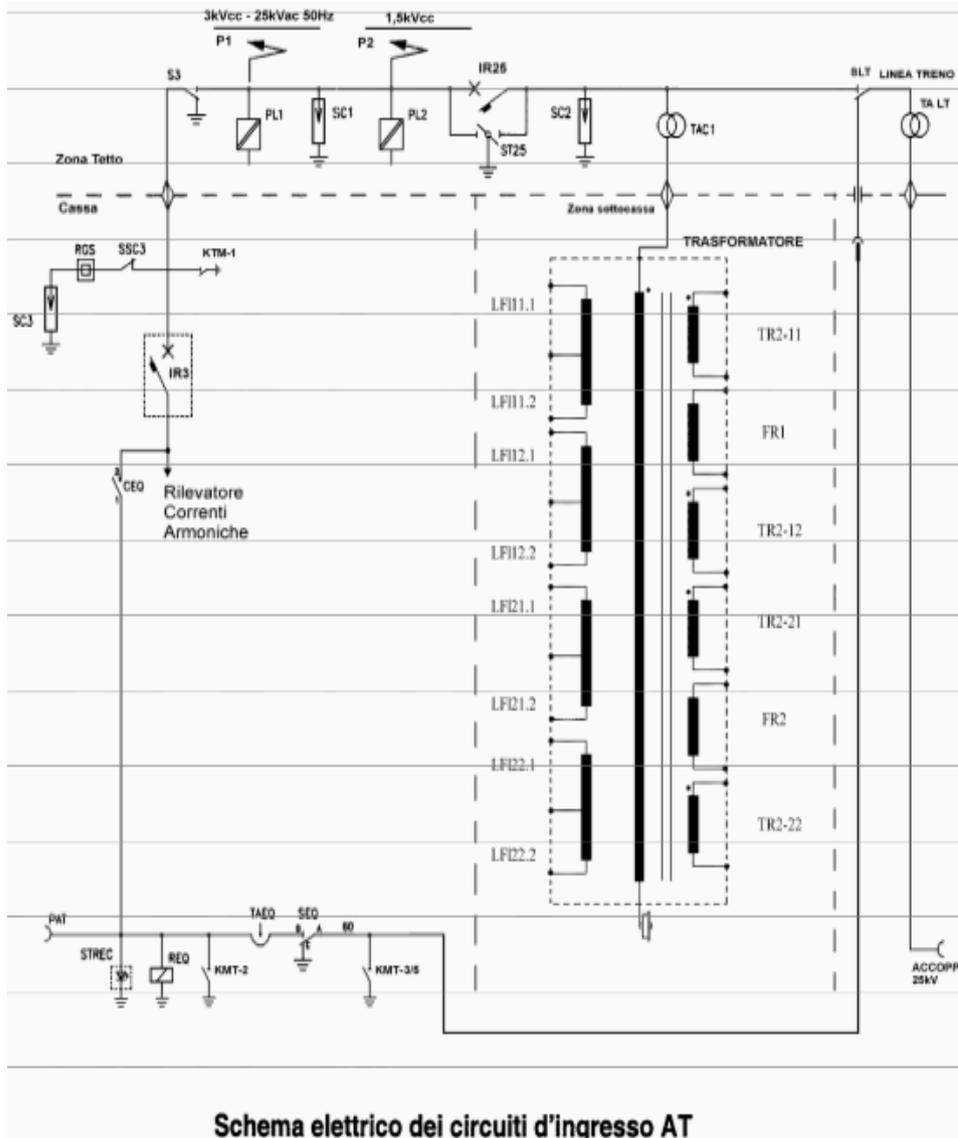
- Carica batteria e utenze a 24Vcc
- Linee treno 600Vcc.

## 2.1 - Circuiti d'ingresso AT

Circuiti d'ingresso di Alta Tensione comuni ai due azionamenti di trazione ed i relativi ausiliari. Nell'ETR 500/PLT i circuiti d'ingresso sono stati sdoppiati affinché si possa avere il funzionamento con i diversi tipi di catenaria (con rete 3 kV e 1,5 kVcc e con rete 25 kVac).

Questi circuiti (tastatori, scaricatori, sezionatori di linea, interruttori) realizzano il riconoscimento, la misura, la selezione e la protezione della tensione di rete che insiste sulla catenaria e forniscono l'alimentazione al trasformatore ed ai circuiti di precarica.

Tali circuiti svolgono un ruolo fondamentale per tutto il sistema, soprattutto per quanto riguarda la vita ed il buon funzionamento dei circuiti di potenza che sono il cuore di ogni elettrotreno.



**Schema elettrico dei circuiti d'ingresso AT**

Figure a: Schema elettrico dei circuiti d'ingresso AT

## 2.2 - Trasformatore

In questa locomotiva il trasformatore svolge diverse funzioni, oltre a quella classica di abbassare il valore della tensione da quello di rete a quello opportuno per i convertitori di linea. Come si può vedere dallo schema a blocchi visualizzato nella Figura 6, vi sono avvolgimenti dedicati all'impiego come induttanze di filtro, nel funzionamento a 3 kVcc. In realtà

poi, per il raggiungimento del valore d'induttanza richiesto, vengono messi in serie anche i secondari del trasformatore che, nel funzionamento in AC servono ad alimentare il convertitore, 4 quadranti.

Nel funzionamento in DC invece gli avvolgimenti secondari vengono utilizzati come induttanze di filtro per il livellamento della tensione proveniente dal convertitore 1° stadio.

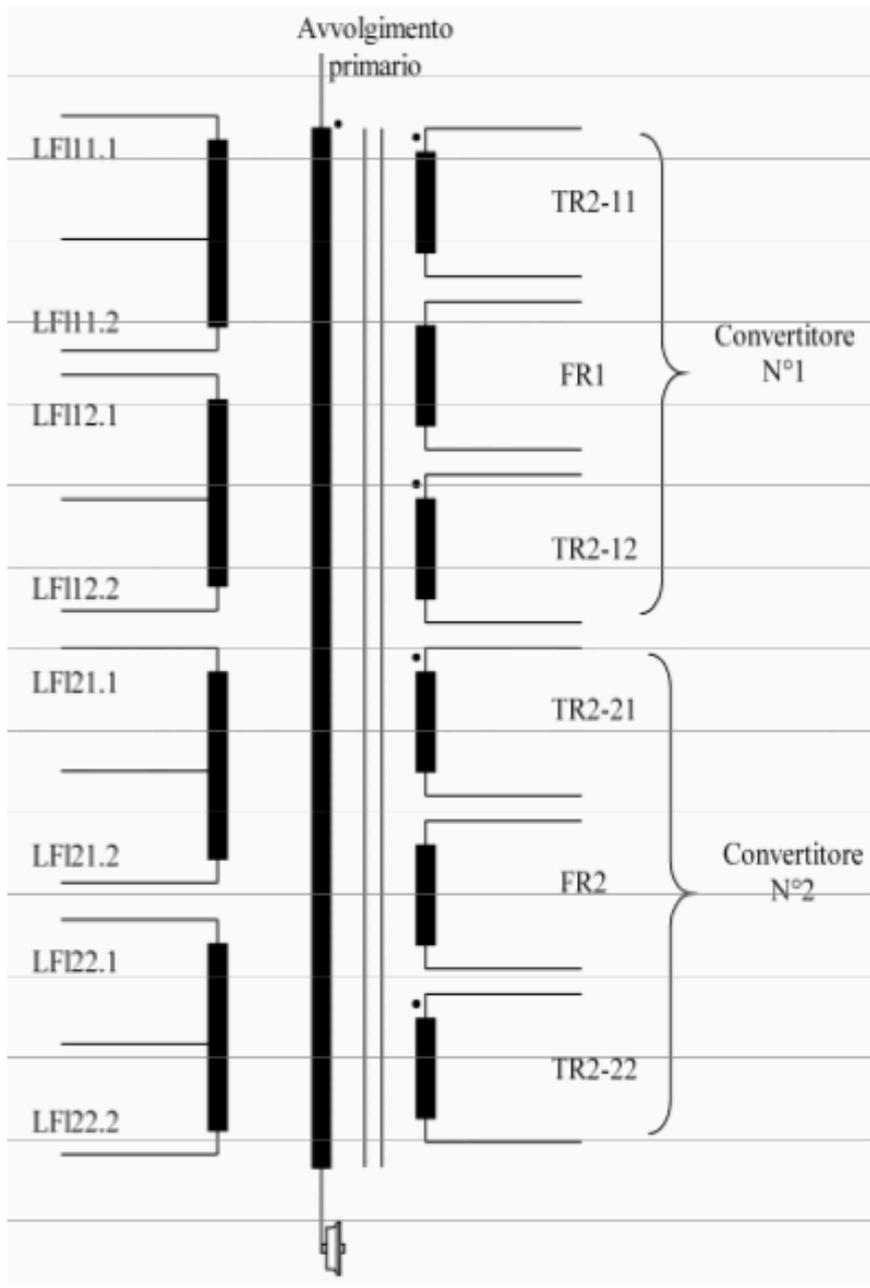


Figura 7: Schema del trasformatore

Si tratta di un sistema molto complesso costituito da una serie di avvolgimenti, aventi un compito specifico che dipende dalla tensione di alimentazione della catenaria. Gli avvolgimenti secondari, indicati con le sigle TR2.11, TR2.12, TR2.21 e TR2.22, sono destinati rispettivamente all'alimentazione dei convertitori di linea n°1 e n°2 nel funzionamento in alternata; mentre nel funzionamento in continua vengono utilizzate come induttanze di filtro. Le sigle FR1 e FR2 rappresentano le bobine di filtro aggiuntive necessarie nella configurazioni a 3 kV e a 1,5 kV in corrente continua; anch'esse sono ubicate nel cassone del trasformatore. Gli avvolgimenti LFI11.1, LFI11.2, LFI12.1, LFI12.2, LFI21.1, LFI21.2, LFI22.1 e LFI22.2 sono collegati a due a due con un terminale a comune.

Nel funzionamento in continua sono induttanze di livellamento, situate a valle dei chopper abbassatori, aventi la funzione di spianamento della corrente che fluisce verso gli inverter di trazione ed i relativi condensatori di filtro. Nel funzionamento in alternata, invece, due coppie (una per carrello) vengono impiegate come induttanze dei circuiti risonanti a 100Hz.

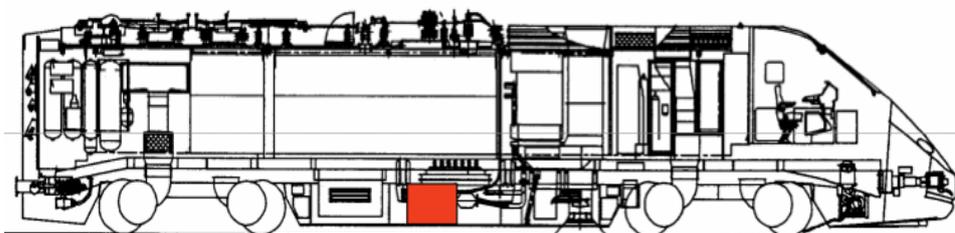


Figura 8: Posizionamento del trasformatore all'interno dell'elettromotrice

L'intero sistema è posizionato nel sottocassa della locomotiva, chiuso dalle carenature laterali e dal fondo di

chiusura, posto subito sotto il trasformatore stesso, in modo che il baricentro sia esattamente sulla verticale dell'intersezione tra l'asse longitudinale del veicolo e la mezzeria dei due carrelli.

Le caratteristiche elettriche principali del funzionamento in corrente alternata:

- Tensione nominale primario: 25 kV ca
- Tensione nominale secondario:  $1,3 \pm 0,5\%$  kV ca
- Potenza nominale complessiva degli avvolgimenti di trazione: 4x1073 kVA
- Potenza massima complessiva degli avvolgimenti (per 10''): 4x1548 kVA
- Induttanza di cortocircuito vista da ciascun secondario:  $1,1 \pm 15\%$  mH
- Corrente nominale del primario: 172 A
- Corrente nominale del secondario: 825 A
- Resistenza equivalente totale riferita al secondario 30,06 mohm
- Frequenza di funzionamento: 50 Hz
- Corrente a vuoto:  $< 1,5\%$  A
- Perdite a vuoto: 4,5 kW
- Perdite totali\*\*:
  - a 75 °C: 114(96+18) kW
  - a 140 °C: 138(116+22) kW
- Corrente massima di inserzione: 1250 A

### 2.3 - Azionamento di trazione

Provvede alla conversione della tensione di linea a 3 kVcc o dalla tensione secondaria del trasformatore, in terne di

tensione alternata a frequenza e ampiezza variabili regolate e controllate per l'alimentazione dei motori asincroni di trazione. A bordo sono presenti due azionamenti completi (uno per carrello), ognuno dei quali pilota i due motori di trazione di ogni carrello.

L'azionamento è realizzato con due stadi in cascata:

- Primo stadio, che al variare della tensione di alimentazione modifica la propria configurazione e si comporta in modo differente:
  - Nel funzionamento a 3 kVcc, mostrato in Figura 9, si tratta di un chopper abbassatore che riduce e stabilizza la tensione di linea al valore corretto per il funzionamento degli inverter di trazione.
  - Nel funzionamento a 25 kVca, svolge la funzione di convertitore a quattro quadranti, convertendo la tensione dei secondari del trasformatore nella tensione continua di valore corretto per il funzionamento degli inverter di trazione.

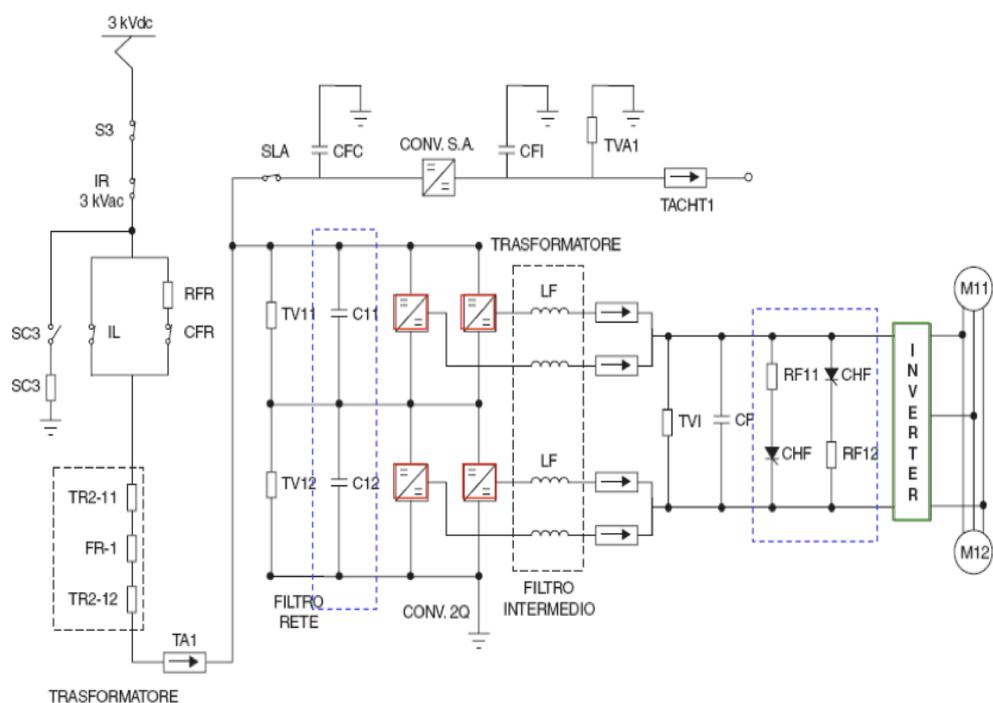


Figura 9: Configurazione del sistema di trazione a 3 kVcc

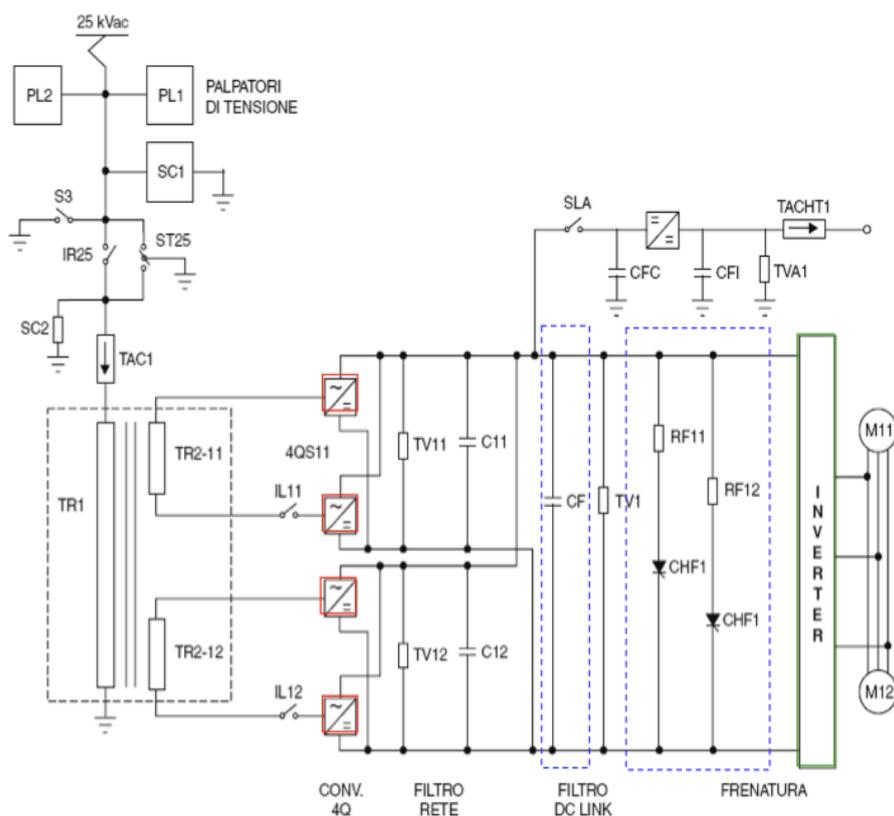


Figura 9: Configurazione del sistema di trazione a 25 kVca

- Filtro intermedio: Un filtro intermedio accordato alla frequenza di 100 Hz svolge la funzione in DC di livellare sufficientemente la tensione a 2400 V che proviene dal convertitore di 1° stadio.
- Secondo stadio: E' costituito da un inverter trifase di trazione, che converte la tensione continua all'ingresso in una terna di tensioni alternate, regolate in ampiezza e frequenza, secondo una strategia di controllo predeterminata ed implementata nella elettronica di bordo.
- Chopper di frenatura: subito a valle del filtro intermedio è inserito un chopper bifase con resistenze di frenatura in grado di dissipare l'energia, derivata dai motori asincroni durante la fase di frenatura, nel caso

in cui la linea non sia in grado di ricevere il flusso energetico (frenatura di tipo reostatico).

## 2.4 - Chopper servizi ausiliari

Provvedono alla conversione della tensione continua, prelevata in DC direttamente dalla linea, mentre in AC, dallo stadio intermedio all'uscita del convertitore, in una tensione pari a 600 Vcc, regolata e controllata per l'alimentazione dei convertitori dei servizi ausiliari della locomotiva e delle linee treno, che, completi dei propri filtri di rete, provvedono a loro volta all'alimentazione dei convertitori dei servizi ausiliari delle carrozze.

A bordo del treno sono presenti due chopper dei servizi ausiliari per ogni azionamento, che a loro volta alimentano separatamente i tre gruppi statici 600/450 Vca (GS1, GS2 e GS3) ed il carica batterie, il quale può essere alimentato dall'uno o dall'altro dei Chopper Ausiliari.

## 2.5 - Gruppi Statici servizi ausiliari di locomotiva (GS1, GS2 e GS3)

Hanno il compito di trasformare la tensione a 600 Vcc in terne di tensioni trifasi a tensione nominale di 450 V e 60 Hz, per l'alimentazione di tutti i servizi ausiliari di bordo della locomotiva. Questi gruppi possono funzionare a frequenza fissa (60 Hz) oppure a frequenza variabile (44-60 Hz); tutto questo affinché si possa disporre di un regime a 44 Hz che all'occorrenza riduca l'emissione di rumore durante le soste

del treno nelle stazioni. La filosofia dei gruppi statici di questa locomotiva è quella della ridondanza "due su tre"; per questo motivo sono presenti tre gruppi, e, in caso di guasto di uno, gli altri due vengono commutati in modo da svolgere tutte le funzioni necessarie.

In condizioni di funzionamento normale i carichi a frequenza fissa vengono alimentati dal GS2, mentre nel caso in cui si verifichi un guasto di questo gruppo, vengono commutati sul GS1. Sempre in condizioni di funzionamento normale, i carichi a frequenza variabile sono ripartiti fra GS1 e GS3; invece in caso di guasto di uno dei due gruppi, l'altro alimenta da solo tutti i carichi. I carichi alimentati a frequenza variabile sono di seguito riportati, per completezza, con l'associazione al proprio convertitore.

Per il gruppo statico GS1 :

- Motoventilatore della torre di raffreddamento 1, VTOR1.
- Motoventilatore della torre di raffreddamento 2, VTOR2.

Per il gruppo statico GS3:

- Motoventilatore del motore di trazione 11 VMT1
- Motoventilatore del motore di trazione 2, VMT2
- Motoventilatore del motore di trazione 3, VMT3
- Motoventilatore del motore di trazione 4, VMT 4

I carichi alimentati a frequenza fissa sono i seguenti:

- Motoventilatori dei gruppi statici, VGS1, VGS2 e VGS3.
- Trasformatore vetro caldo TRV.
- Impianto di climatizzazione e pressurizzazione cabina di guida CLCAB.

- Motocompressore M C e relativo ventilatore VMC.
- Pompe di circolazione acqua delle due torri di raffreddamento, PA1 e PA2.
- Pompe di circolazione olio delle due torri di raffreddamento, PO1 e PO2.

## 2.6 - Carica batteria e utenze a 24 Vcc

Come ricordato in precedenza, il carica batterie può essere alimentato indifferentemente dal Chopper Ausiliari 1 o dal Chopper Ausiliari 2: se funzionano entrambi, esso è alimentato dal n°2, tramite la chiusura del contattore CGSB. Il caricabatteria realizza la trasformazione della tensione continua 600/24 Vcc ed alimenta i circuiti di macchina a 24 Vcc nominali, provvede infine al mantenimento della carica delle batterie di bordo.

## 2.7 - Linee treno 600 Vcc

Le linee treno a 600 Vcc distribuiscono l'energia a media tensione alle carrozze rimorchiate su due sbarre indipendenti e ridondanti. Infine a bordo delle singole carrozze rimorchiate, a partire dalla tensione di 600 Vcc fornita dalle linee treno relative, sono installati gli inverter servizi ausiliari di carrozza che provvedono ad alimentare i seguenti impianti:

- a) impianto climatizzazione;
- b) carica batterie e utenze a 24 Vcc;
- c) altri ausiliari di carrozza.

Per quanto riguarda le apparecchiature sopraelencate, deve essere sottolineata la loro modularità spinta fino ai livelli più bassi dei sottoassiemi, onde facilitarne la ricerca guasti, la manutenzione, lo smontaggio ed il rimontaggio; ciò a beneficio della disponibilità dei treni e di un ridotto immobilizzo per riparazione e/o manutenzione.

In particolare tutta la locomotiva è strutturalmente divisa in due parti laterali (destra e sinistra) sia in cassa che sottocassa: a ciascuna delle due parti corrisponde sostanzialmente un azionamento (destro e sinistro). I telai e le torri di raffreddamento saranno denominate "destre" e "sinistre" secondo il senso di marcia (supponendo la locomotiva in esame presenziata e non telecomandata), ponendosi quindi al posto di guida con le spalle rivolte verso il comparto macchine.

## Capitolo 3: Componenti principali del circuito elettrico nelle 3 possibili configurazioni

### 3.1 Convertitore di linea

La locomotiva dell'elettrotreno ETR 500 Politemensione è la motrice E404P. Essa è dotata di un convertitore di linea il cui compito è quello di assicurare una tensione stabile di 2400 V all'ingresso dell'inverter, indipendentemente dal tipo e delle condizioni della linea di alimentazione. Tale convertitore assume una configurazione diversa in funzione del tipo di tensione presente sulla catenaria, più precisamente come convertitore quattro quadranti sulle linee a 25 kV a 50 Hz e come chopper three-level su quelle in DC.

#### 3.1.1 - Configurazione a 2Q (3 kV e 1.5 kV)

Il convertitore viene configurato in modo da avere un chopper three-level bifase step-down. Ha la funzione di mantenere una tensione  $V_{dc\_link}$  costante e pari al valore di 2400 V. In Figura 10 viene mostrato un esempio dello schema riguardante il convertitore.

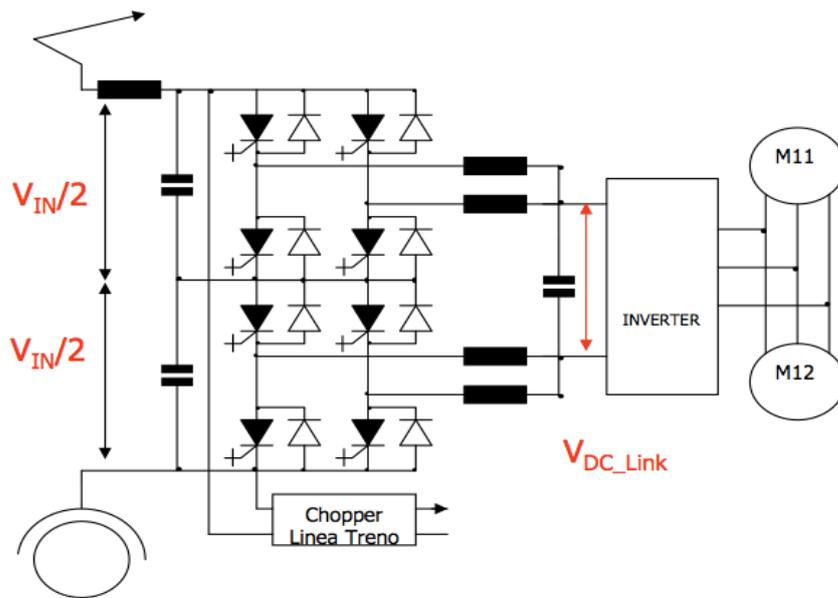


Figura 10: Convertitore di linea 2Q (3 kV e 1.5 kV)

Si tratta di una macchina reversibile; durante il funzionamento in trazione infatti si comporta come un chopper abbassatore, mentre in fase di frenatura si comporta come un chopper elevatore.

In ingresso si ha un partitore capacitivo col compito di suddividere in due parti uguali la tensione in ingresso. Il convertitore risulta costituito da quattro moduli chopper con funzionamento sfasato tra loro affinché la frequenza complessiva risultante lato linea risulti pari a quattro volte la frequenza di commutazione del singolo modulo.

I livelli istantanei di tensione sono:

- $V_{dc\_link} = 0$
- $V_{dc\_link} = V_{in}/2$
- $V_{dc\_link} = V_{in}$

Andando a distinguere i due casi precedentemente descritti, e cioè le configurazioni a 3 kV e a 1.5 kV, possiamo identificare le caratteristiche principali di un singolo convertitore 2Q in entrambi i casi.

### Convertitore di linea 2Q (3 kV)

- Tensione nominale di ingresso: 2000 - 4000 V<sub>cc</sub>
- Tensione intermedia sul DC-Link: 2400 V ± 4%
- Corrente d' ingresso (valor medio) : 1000 A
- Potenza max erogata: 2550 kW
- Frequenza max di commutazione GTO: 260 Hz

### Convertitore di linea 2Q (1.5 kV)

- Tensione nominale di ingresso: 1000-1800 V<sub>cc</sub>
- Tensione intermedia sul DC-Link: 1000-1800 V<sub>cc</sub>
- Corrente d' 'ingresso (valor medio) : 1000A
- Potenza max erogata: 1100 kW
- Frequenza max di commutazione GTO: 260 Hz

### 3.1.2 - Configurazione a 4Q (25 kVca)

Lo stadio d' ingresso di ogni carrello é costituito da due convertitori 4Q che, posti in parallelo, convertono la tensione che arriva ai secondari del trasformatore nella tensione intermedia di DC-Link, del valore di 2400 V, necessaria per l' alimentazione degli inverter di trazione e del relativo chopper dei Servizi Ausiliari di treno.



ottenere la stabilità della tensione in uscita, un assorbimento di corrente sinusoidale dalla linea e un fattore di potenza prossimo all'unità.

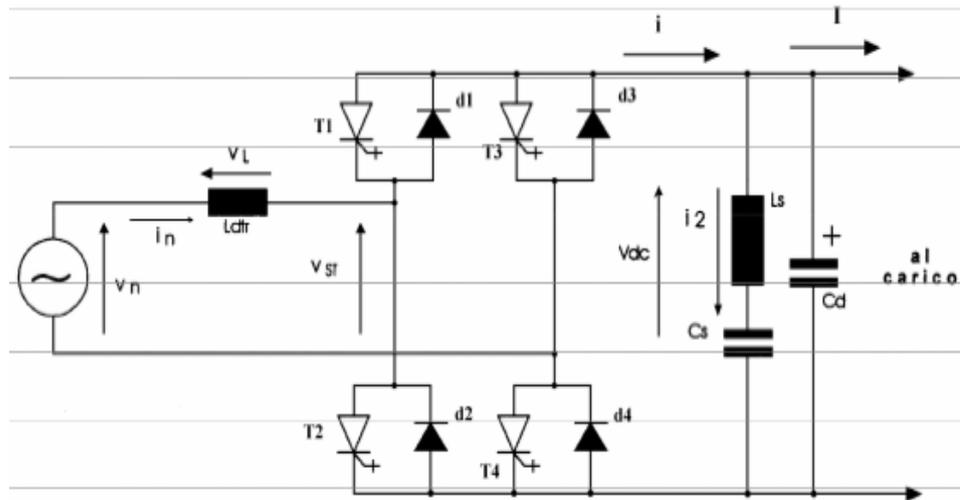


Figura 12: Schema elettrico del convertitore di linea

Il funzionamento di ciascun convertitore sfrutta l'induttanza di dispersione equivalente secondaria del trasformatore. Chiudendo in modo opportuno i dispositivi GTO si può regolare la tensione  $V_{ST}$ . Vale la relazione:

$$V_{ST} = V_{in}(t) + L \frac{di}{dt} \quad (3.1)$$

con  $V_{in}$  fissa; la tensione d'uscita è più alta della tensione d'ingresso e può quindi esser stabilizzata a 2400  $V_{dc}$ . La  $V_{in}$  è imposta dalla rete mentre la  $V_{ST}$  è ottenuta controllando il convertitore attraverso una strategia di tipo PWM. Tutto ciò viene effettuato con lo scopo di perseguire il seguente comportamento ideale mostrato in Figura 13.

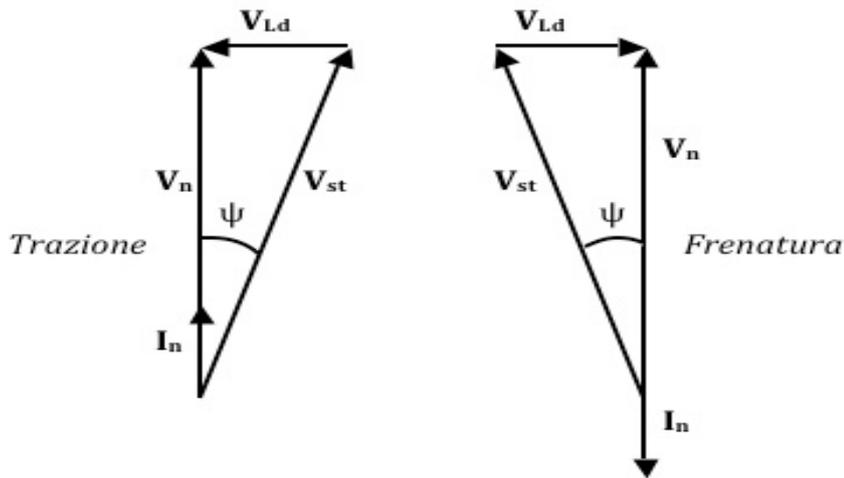


Figura 13: Comportamento ideale in trazione e in frenatura

Come già detto, le valvole sono comandate tramite una tecnica PWM (Pulse Width Modulation) a strategia bipolare la cui portante, avente una frequenza pari a 500 Hz, può esser espressa dalla seguente relazione:

$$m * \sin(\omega x + \delta) \quad (3.2)$$

in cui  $m$  indica l'indice di modulazione e  $\delta$  rappresenta invece l'angolo di carico.

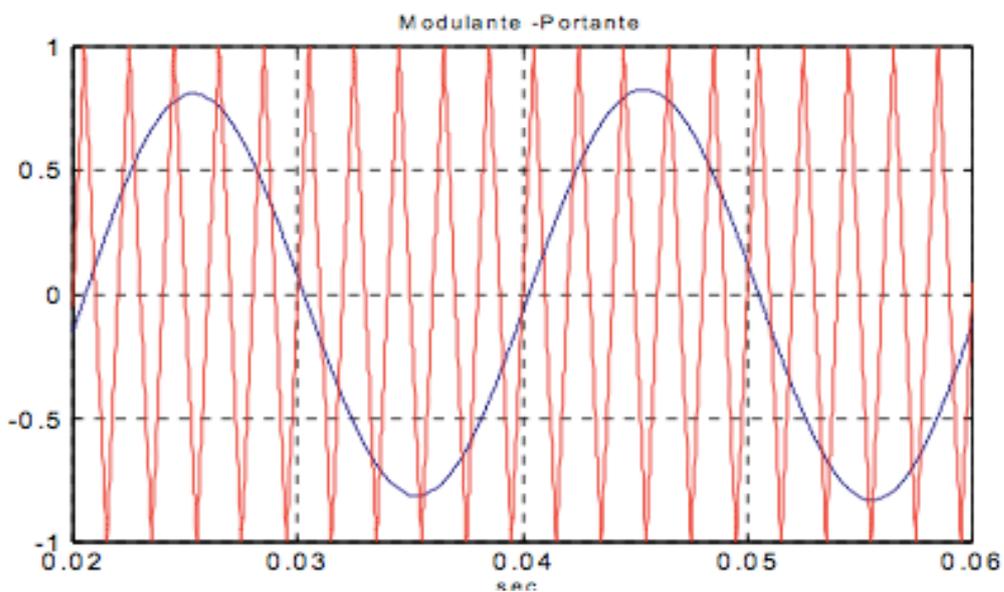


Figura 14: Modulante - Portante

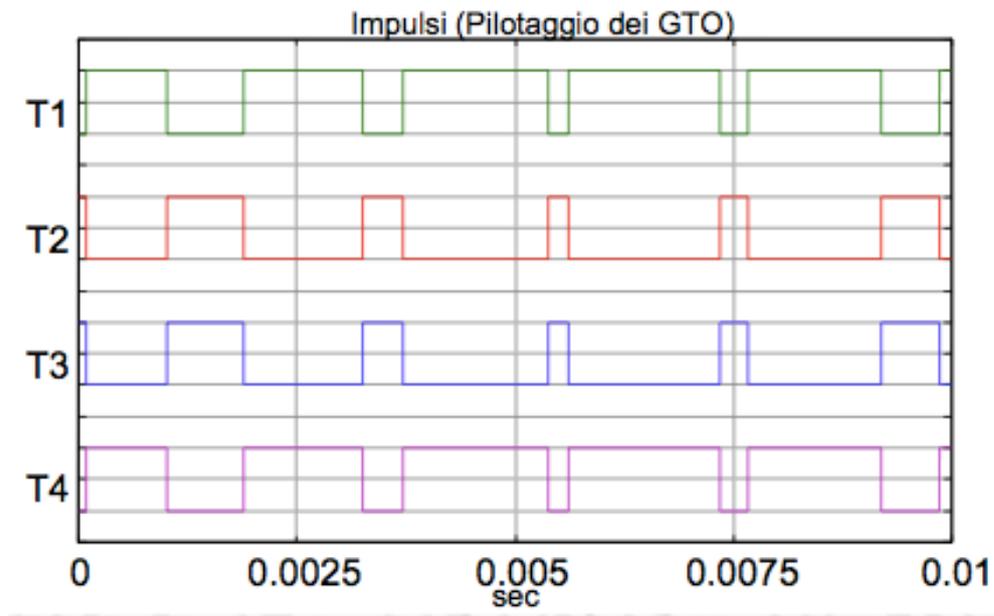


Figura 15: Impulsi (pilotaggio dei GTO)

Le due grandezze  $m$  e  $\delta$  sono anche le uniche due variabili manipolabili dal sistema.

Il controllore utilizzato è strutturato semplicemente attraverso due anelli di regolazione: il primo viene utilizzato per mantenere stabile la tensione sul DC-link attraverso la manipolazione dell'angolo di carico  $\delta$ ; il secondo invece, tramite la regolazione dell'ampiezza della modulante, è utilizzato per annullare la potenza reattiva assorbita dalla rete e far sì che la rete stessa veda il convoglio come un carico puramente resistivo, quindi un fattore di potenza unitario. Viene mostrato nella Figura 16 lo schema esplicativo riguardante sia il controllore dell'angolo di carico, sia il controllore dell'indice di modulazione  $m$ .

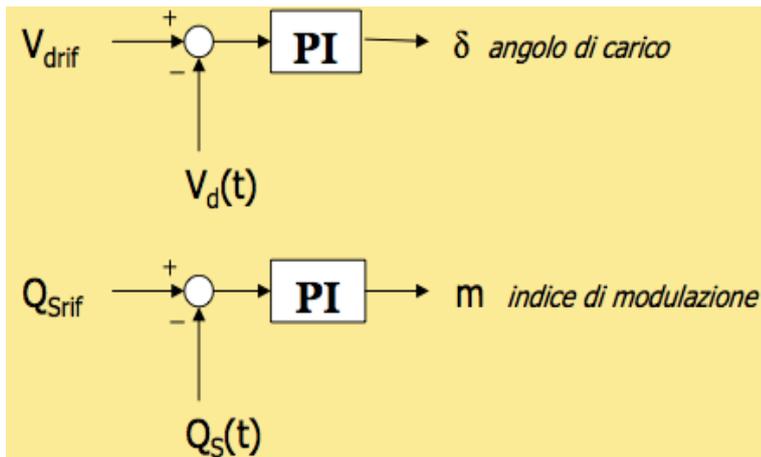


Figura 16: Schema dei controllori utilizzati

### 3.2 - Reostato di frenatura

Le motrici degli ETR500 Politemione, sono dotate di un ulteriore sistema di frenatura elettrodinamica, che entra in funzione nel caso in cui la frenatura a recupero non sia in grado di smaltire l'energia prodotta sulla linea, dissipando a bordo della locomotiva la parte di energia generata e che risulta eccedente. Per motivi di riscaldamento dei semiconduttori ogni unità di trazione ha due chopper di frenatura allocati in un unico modulo.

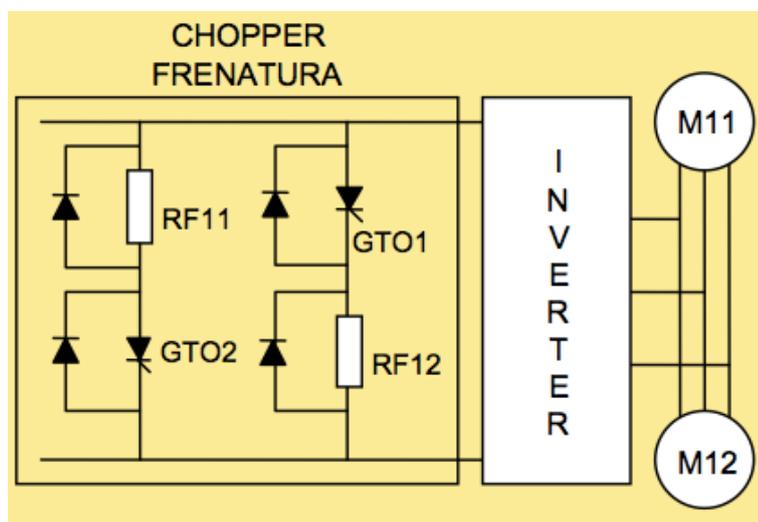


Figura 17: Chopper di frenatura

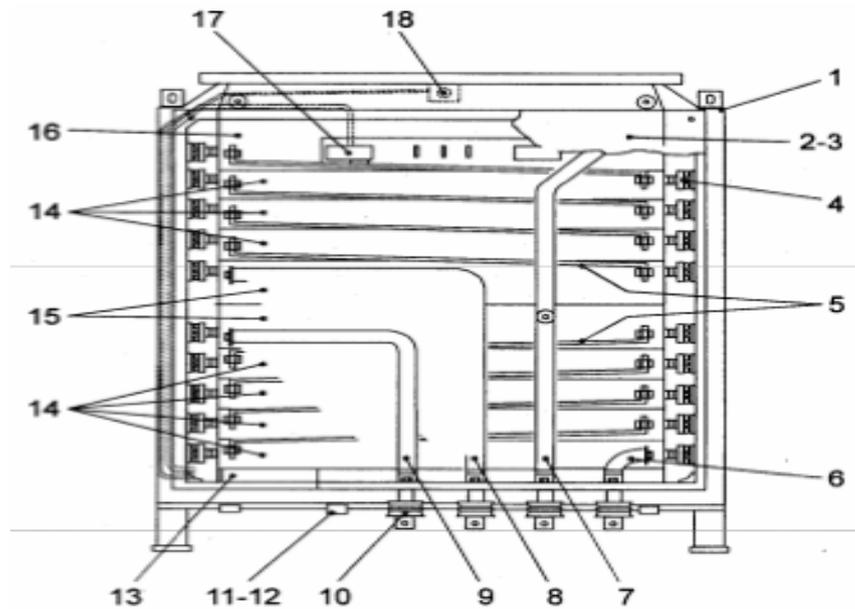
Il chopper di frenatura è attivato in funzione della tensione di linea, ovvero quando si manifestano i valori massimi del range di alimentazione.

Grandezze significative del chopper di frenatura:

- Tensione nominale di alimentazione:  $2400 V_{cc} \pm 4\%$
- Variazione di tensione di linea che rende attivo il chopper di frenatura:
  - Con linea in c.a.: 27.5 – 29 V
  - Con linea in c.c. a 3 kV: 3800 - 4000 V
  - Con linea in c.c. a 1.5 kV: 1900 – 2000 V
- Frequenza di funzionamento: 260 Hz
- Potenza dissipabile massima: 2 x 850 kW

Si tratta di un reostato a ventilazione forzata, e fa parte di un sottosistema chiamato "torre di raffreddamento" del quale utilizza il motoventilatore: l'aria di raffreddamento, aspirata dal tetto della locomotiva, dopo esser passata negli scambiatori acqua-aria e olio-aria, viene convogliata nel reostato con lo scopo di asportare il calore prodotto dalla dissipazione della potenza eccedente. In seguito si ha l'uscita dell'aria nuovamente dalla parte superiore attraverso un'apertura praticata sul tetto.

Nella Figura 18 viene mostrato uno schema riguardante la composizione strutturale del reostato.



- 1 - Cassone resistenze
- 2 - Sportello provvisto di treccia di messa a terra
- 3 - Guarnizione di tenuta (elastomero N/12 SBR-15X10)
- 4 - Isolatore portante
- 5 - Connessione
- 6 - Connessione
- 7 - Connessione
- 8 - Connessione
- 9 - Connessione
- 10 - Isolatore passante
- 11 - Connettore maschio FR CIR 030RV18-4P-F80T12
- 12 - Connettore femmina FR CIR 06F18-4S-F80T12
- 13 - Dispositivo di protezione per sovratemperatura
- 14 - Pacco resistivo tipo 2
- 15 - Pacco resistivo tipo 3
- 16 - Pacco resistivo tipo 1
- 17 - Resistenza di taratura
- 18 - Sonda PT100

Figura 18: Vista frontale del reostato spannellato

La frequenza di funzionamento del chopper di frenatura, differente nel caso di catenaria in continua o in alternata, è di 250 Hz con catenaria a 50 Hz, mentre risulta pari a 260 Hz nel caso di catenaria in corrente continua.

Caratteristiche elettriche:

- Potenza in regime permanente: 2 x 650 kW
- Potenza dissipabile per 6': 2 x 850 kW
- Resistenza nominale a 20°C: 2 x 5,4 Q
- Tolleranza a freddo a 20°: -5% 4 +7%
- Variazione di resistenza freddo/caldo: <6%

- Induttanza totale per ogni sezione:  $15 < L < 80 \mu\text{H}$
- Tensione nominale di esercizio: 2,4 kV

Caratteristiche meccaniche e termiche:

- Massa di un cassetto: 25 kg ca.
- Massa del reostato: 250 kg ca.
- Temperatura massima parti attive:  $\leq 600 \text{ }^\circ\text{C}$
- Temperatura media dell'aria in uscita:  $\leq 350 \text{ }^\circ\text{C}$
- Sovratemperatura massima sulle pareti esterne:  $\leq 30 \text{ }^\circ\text{C}$
- Portata dell'aria di raffreddamento:  $7,9 \text{ m}^3/\text{s}$
- Prevalenza statica a cavallo del pacco reostatico a potenza massima:  $\leq 1270 \text{ Pa}$

Il reostato, partendo dalle condizioni di regime termico, è in grado di smaltire la sua potenza, senza ventilazione, senza subire alcuna deformazione permanente alle parti attive ed alla struttura, nelle seguenti condizioni:

- Alla potenza nominale, si stacca la ventilazione e, dopo 10 s, l'alimentazione di potenza.
- Alla potenza massima, si stacca la ventilazione e, dopo 5 s, l'alimentazione di potenza.

Sulla parte superiore è montata una sonda di temperatura PT100, che permette l'intervento delle protezioni al superamento del valore limite previsto. Inoltre il reostato è provvisto di un circuito d'immagine termica che misura direttamente la temperatura sugli elementi resistivi dedicati, inseriti nell'ultimo pacco.

Il circuito mette a disposizione un contatto che si apre in caso di superamento della temperatura massima prevista. Questo contatto è normalmente aperto e si chiude 100 ms dopo che il reostato è attraversato da corrente. Sia i cavi della PT100 che quelli del contatto dell'immagine termica fanno capo ad un connettore di bassa tensione, situato nella parte inferiore del reostato. Il connettore è a tenuta d'acqua. Nella Figura 19 viene mostrato l'andamento della corrente  $I$ , espressa dalla relazione 3.3, in funzione del pilotaggio del GTO.

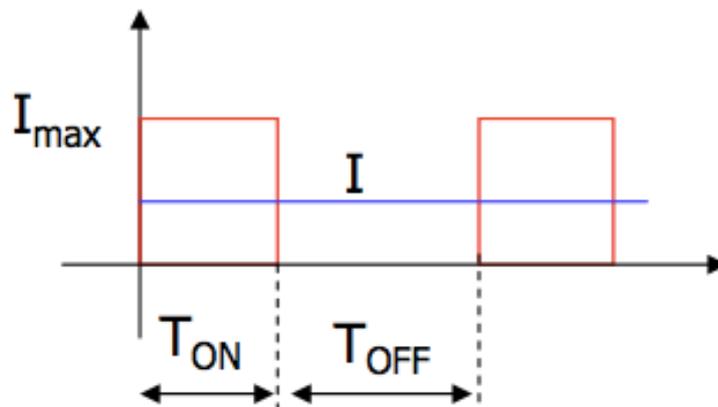


Figura 19: Duty-Cycle del GTO

$$I = I_{max} \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = I_{max} \alpha \quad (3.3)$$

Variando il duty cycle del GTO varia la potenza dissipata sul reostato di frenatura  $R_F$ . Nota la potenza  $P$  da dissipare su ogni  $R_F$  si può ottenere il risultante valore di corrente  $I$ .

$$P = R_F I^2 \longrightarrow I = \sqrt{\frac{P}{R_F}} \quad (3.4)$$

$$I_{max} = \frac{V_{OC \text{ limit}}}{R_F} \quad (3.5)$$

dalle quali si ricava il duty cycle  $\alpha$  espresso dalla 3.6.

$$\alpha = \frac{I}{I_{\max}} = \frac{\sqrt{PR_f}}{V_{DC\_Link}} \quad (3.6)$$

Per motivi legati alle armoniche di correnti introdotte, i due chopper di frenatura sono pilotati con uno sfasamento di 180°; risultano quindi nella configurazione denominata anche "chopper interallacciati", il cui funzionamento è mostrato in Figura 20.

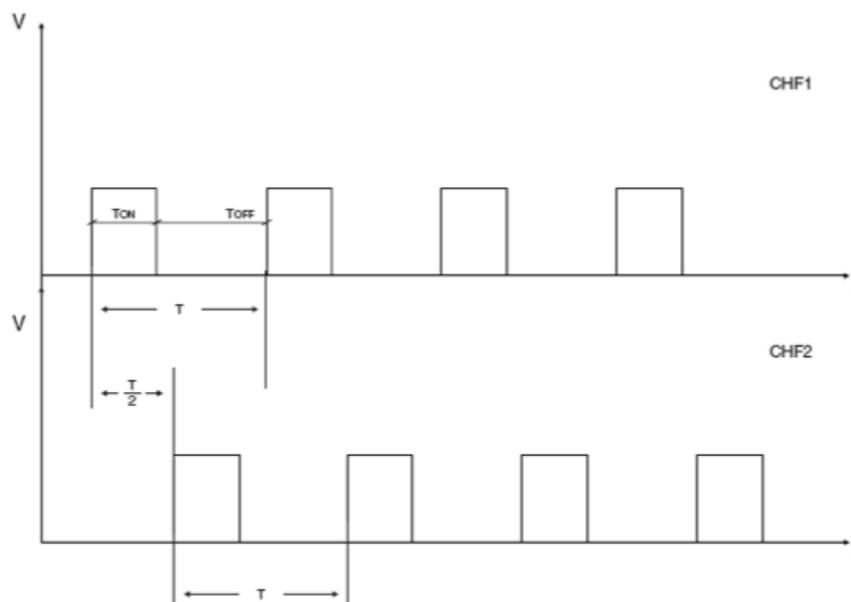


Figura 20: Funzionamento chopper interallacciati

### 3.3 - Inverter di trazione

Si tratta di inverter VSI a tensione impressa che preleva l'alimentazione dal circuito intermedio DC-Link, la cui tensione viene stabilizzata dal primo stadio di conversione dell'azionamento.

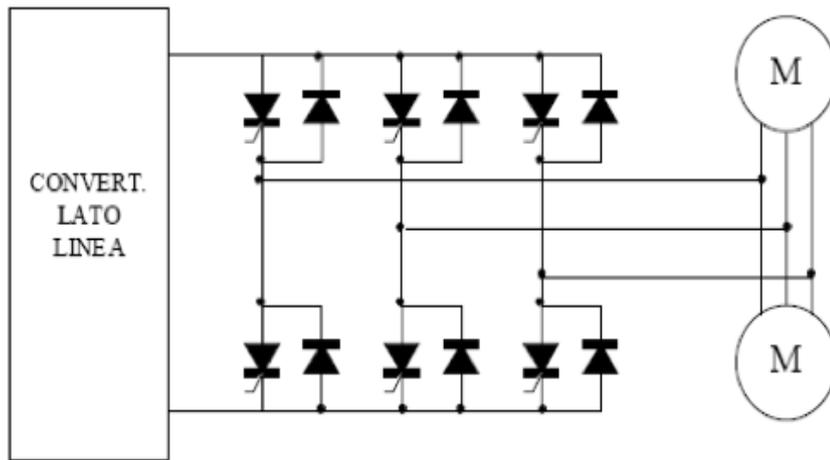


Figura 21: Schema inverter di trazione

Ogni inverter alimenta in parallelo entrambi i motori asincroni di trazione presenti in un carrello (poiché il rodiggio della motrice considerata è  $B_0B_0$ , si tratta di locomotive con 2 carrelli, 2 assi per carrello, entrambi motrici). Ogni inverter è composto da tre fasi identiche pilotate con sfasamento pari a  $120^\circ$  elettrici. Ciascuna fase è costituita da un modulo a GTO configurato a semiponte.

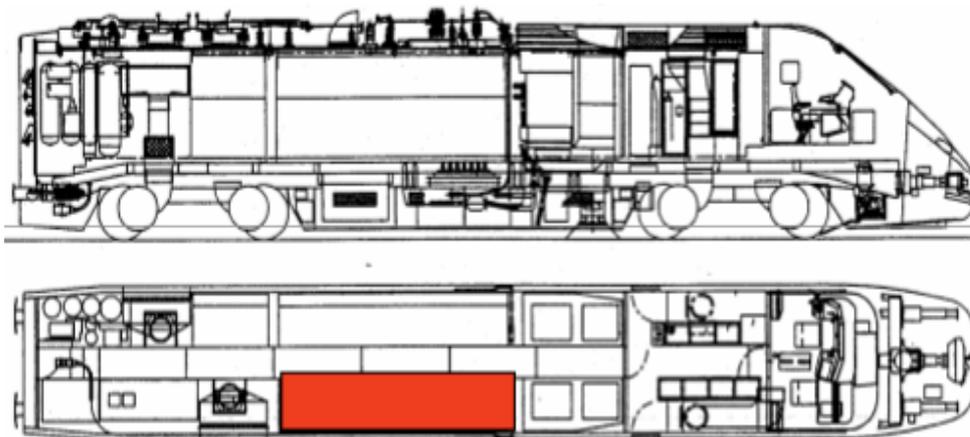


Figura 22: Ubicazione telaio convertitore destro

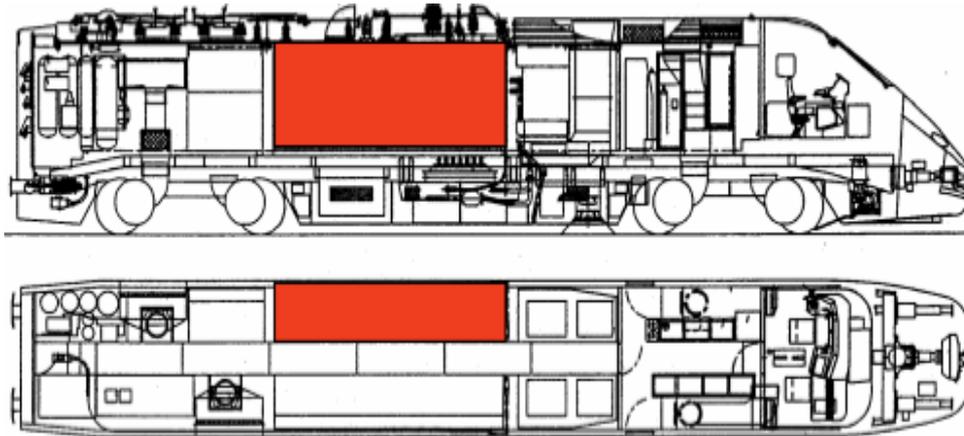


Figura 23: Ubicazione telaio convertitore sinistro

Caratteristiche principali dell'inverter:

- Tensione d'ingresso nominale: 2400 V
- Tensione d'uscita per tensione di linea nominale (efficace concatenata 1° armonica): 0 – 1870 V
- Corrente massima d'uscita (1° armonica): 1200 A
- Frequenza d'uscita: 0 – 133 Hz
- Frequenza massima di commutazione: 300 Hz
- Potenza erogata apparente (in sovraccarico): 2733 kVA

### 3.4 - Motori di trazione

I motori di trazione, la cui localizzazione e vista esplosa sono riportate rispettivamente nella Figura 24 e nella Figura 25, sono di tipo asincrono trifase, a quattro poli, con rotore a gabbia di scoiattolo (squirrel cage).

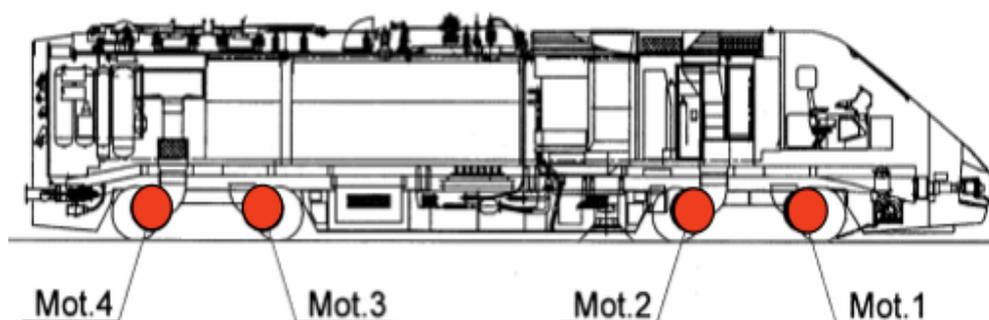
La ventilazione è di tipo forzato; l'aria fresca entra attraverso un'apertura appositamente realizzata sul supporto del lato opposto comando (L.O.C.) e, dopo aver attraversato la macchina, viene scaricata nell'ambiente attraverso opportune aperture grigliate del lato comando (L.C.).

Il collegamento tra i convertitori di trazione ed i motori avviene per mezzo di pannelli di connessione con parte fissa e mobile che permettono di scollegare rapidamente i cavi di alimentazione dei motori su ciascun carrello in caso di smontaggio dello stesso.

L'albero è provvisto di un'estremità di comando sulla quale è calettato il semigiunto che, accoppiato con il semigiunto del riduttore, costituisce la trasmissione. I giri del motore sono rilevati tramite una ruota dentata, fissata all'albero sul lato opposto comando, ed un trasmettitore ferrostatico ad effetto Hall.

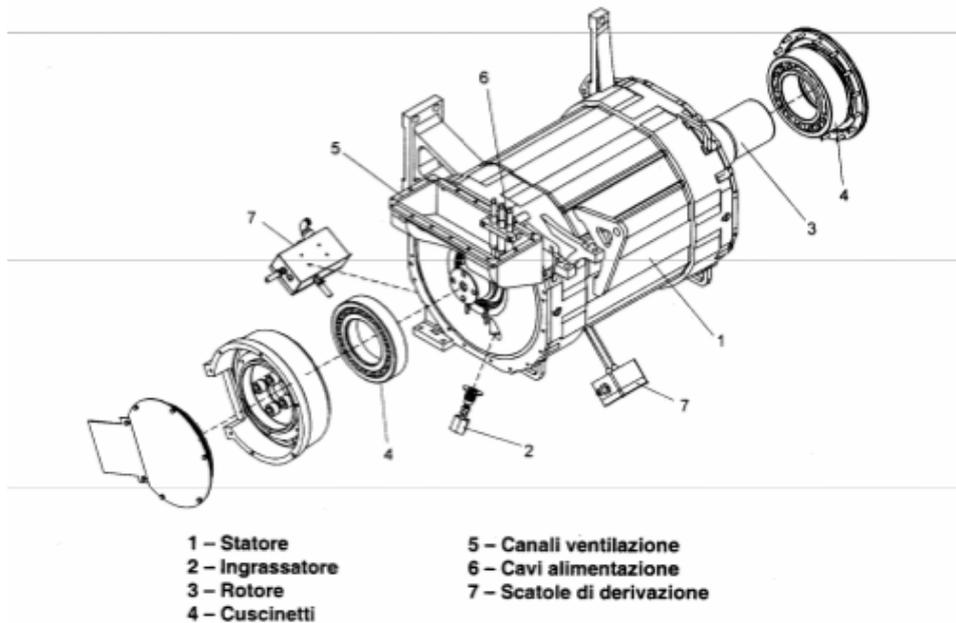
Sono presenti due motori per ogni carrello; la trasmissione del moto avviene per mezzo di un riduttore ad ingranaggi che realizza il rapporto di trasmissione desiderato (35/92).

All'interno di ciascun motore sono presenti due termistori di tipo PT100 per il rilevamento in continuo della temperatura degli avvolgimenti statorici, necessaria per l'aggiornamento in tempo reale del valore limite di corrente per i motori. Il rotore viene montato su due cuscinetti: quello lato comando è lubrificato dall'olio del riduttore, mentre quello lato opposto comando necessita di grasso di lubrificazione, da rabboccare periodicamente.



**Localizzazione motori di trazione**

Figura 24: Localizzazione motori di trazione



Vista esplosa del Motore di trazione

Figura 25: Vista esplosa del motore di trazione

Dati di Targa del motore:

- Potenza in servizio continuativo: 1130 kW
- Velocità di rotazione massima: 4030 g/min
- Tensione concatenata in onda quadra: 1870 V
- Corrente: 405 A
- Frequenza: 72/133 Hz
- Portata aria: 1,3 m<sup>3</sup>/s
- Massa motore: 1820 kg
- Giri nominali: 2135 g/min

### 3.5 - Avviamento sistema 3 kV

La logica di controllo all'avviamento è predisposta per eseguire le seguenti operazioni. Predisporre innanzitutto le inclusioni o le esclusioni dei circuiti ad alta tensione, verifica che ci sia compatibilità e congruenza tra la tensione rilevata

e quella programmata; attraverso la fase di precarica la tensione  $V_{\text{filtro}}$  raggiunge il 90% della tensione di linea  $V_{\text{linea}}$ . Viene chiuso infine il contatto di inclusione circuito (in Figura 26 è indicato col nome  $IL$ ) ed inizia la fase di esercizio.

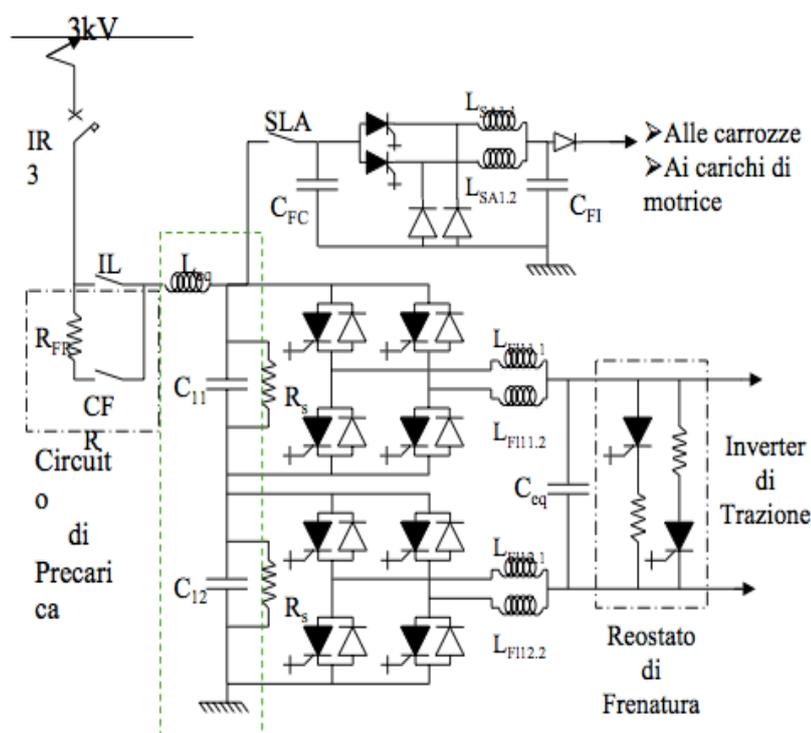


Figura 26: Avviamento sistema a 3 kV

Andando ad analizzare più nel particolare la fase di precarica, va detto che essa si realizza chiudendo il contattore CF del circuito. Questa fase risulta inoltre necessaria affinché si eviti sia il transito verso i convertitori di linea di picchi di corrente molto elevati, sia di pericolose sovralongazioni di tensione, sia l'intervento delle protezioni a bordo e nelle sottostazioni elettriche (S.S.E.). La fase di precarica termina non appena la tensione  $V_{\text{filtro}}$  ha raggiunto il 90% della tensione di linea  $V_{\text{linea}}$ .

### 3.6 - Avviamento sistema 25 kVca

La logica di controllo all'avviamento è predisposta per eseguire le seguenti operazioni. Predisporre innanzitutto le inclusioni o le esclusioni dei circuiti ad alta tensione, verifica che ci sia compatibilità e congruenza tra la tensione rilevata e quella programmata; vi è una fase di precarica del filtro in ingresso all'inverter fino ad un valore di tensione pari a 2400 V, e si realizza agendo sul convertitore 4Q.

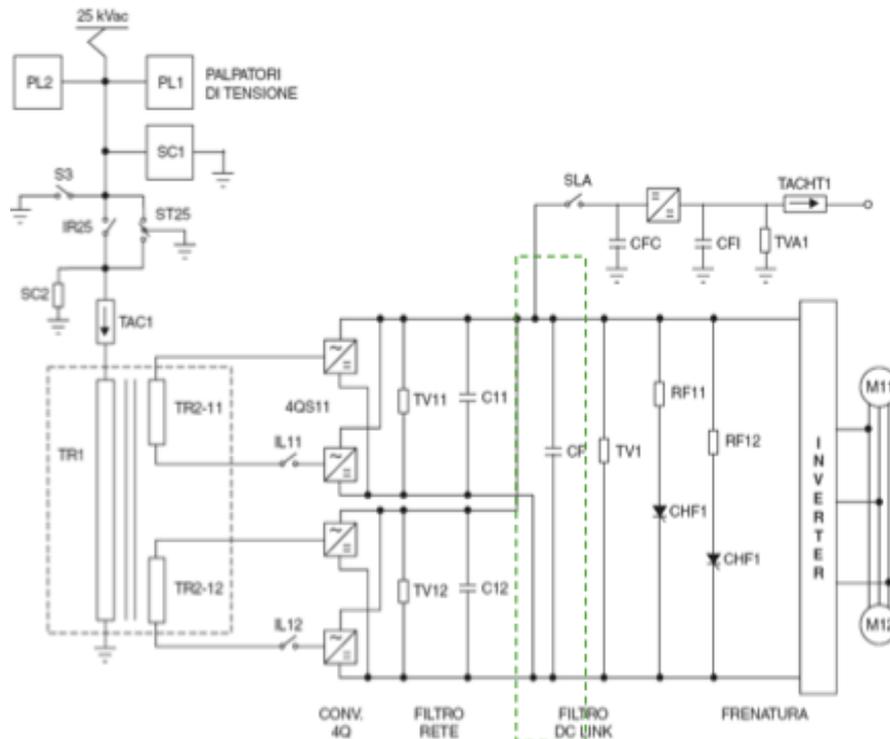


Figura 27: Avviamento sistema a 25 kV

Non appena viene rilevato un valore di tensione diverso da zero sugli avvolgimenti secondari del trasformatore viene dato l'ordine di star al convertitore 4Q, che fa sì che la tensione sul filtro intermedio DC\_Link segua una crescita

lineare tra 0 e 2400 V, realizzando quindi una rampa con la funzione di precarica dei filtri.

## Capitolo 4: Il DTC

In molti azionamenti, quali ad esempio quelli riguardanti la trazione elettrica, non è necessario un preciso controllo della velocità ma piuttosto una rapida risposta in coppia. In questi casi è possibile utilizzare sia azionamenti in corrente continua, i quali però presentano limitazioni tecniche non indifferenti, sia azionamenti brushless sinusoidali, caratterizzati allo stesso tempo da ottime prestazioni ma anche da un elevato costo, sia azionamenti in corrente alternata con controllo vettoriale, che però richiedono elevata potenzialità di calcolo e non consentono di ottenere esattamente la dinamica prevista su base teorica, a causa della non perfetta conoscenza dei parametri di macchina e dei ritardi introdotti dagli anelli di corrente.

Pertanto sono state sviluppate nuove tecnologie di controllo, derivate dal controllo vettoriale FOC a orientamento di campo (Field Oriented Control), ma che si allontanano dal concetto base di ottenere un controllo dei motori asincroni analogo a quello dei motori in corrente continua e non richiedono quindi né complesse elaborazioni dei segnali per la trasformazione delle variabili di stato da assi fissi ad assi rotanti e viceversa, né anelli di corrente con relativi regolatori, né modulatori che rallentano la comunicazione tra i segnali entranti di tensione e frequenza e la risposta del motore, e generatori di impulsi PWM, né regolatori PI (proporzionale-integrale) di flusso e di coppia, né in genere sensori meccanici.

In tali tecniche di controllo, note come ad azione diretta (DSC: Direct Self Control e DTC: Direct Torque Control) e il

cui obiettivo primario era ottenere migliori prestazioni dinamiche per quanto riguarda la coppia nonostante l'assenza di un trasduttore posto sull'albero della macchina (va detto che l'assenza di sensori garantisce un minor costo del dispositivo, vista l'assenza dei trasduttori; inoltre non essendoci tali dispositivi, non possono guastarsi e quindi aumenta l'affidabilità dell'azionamento), con strutture di controllo più semplici e ridotta potenzialità di calcolo, la regolazione disaccoppiata del flusso e della coppia si ottiene non più in modo indiretto agendo sulle componenti diretta e in quadratura del vettore della corrente statorica, bensì in modo diretto imponendo, in funzione dello stato elettromagnetico della macchina, opportune configurazioni dei tasti dell'inverter VSI e come conseguenza diretta la risultante tensione di alimentazione più idonea ai morsetti del motore.

Pertanto, dato il legame diretto tra variabile di controllo (tensione di statore) e variabili controllate (coppia e flusso di statore), le tecniche di controllo ad azione diretta consentono di ottenere eccellenti prestazioni dinamiche, una buona precisione sia statica che dinamica della coppia e una ridotta sensibilità alle variazioni parametriche. Allo stesso tempo però necessitano di un accurato modello della macchina ad induzione ed i comandi di flusso e di coppia non sono inerentemente disaccoppiati come nella tecnica di controllo ad orientamento di campo FOC.

I principali vantaggi del controllo diretto di coppia rispetto ad altre tipologie di azionamento come, ad esempio, quelli in continua, o scalari in alternata oppure il controllo vettoriale FOC, sono i seguenti:

- gli azionamenti non necessitano di un modulatore PWM, che ne limiterebbe la prontezza di risposta, per il

fatto che il controllo viene effettuato direttamente sulla coppia e sul flusso statorico, cioè sulle reali variabili di controllo del motore

- la risposta in coppia è eccellente, generalmente 10 volte più pronta rispetto a quella degli azionamenti in corrente continua e in corrente alternata con controllo vettoriale, e 100 volte più pronta rispetto a quella degli azionamenti in corrente alternata con controllo scalare; essi infatti, grazie ad un accurato modello del motore ed alla capacità del controllore di aggiornare i parametri del motore e la combinazione dei tasti dell'inverter 40.000 volte al secondo, è in grado di rispondere a gradini di coppia in 2 millisecondi e di ridurre il numero di commutazioni degli IGBT rispetto al controllo PWM con conseguente riduzione delle perdite nel drive; inoltre ciascuna commutazione effettuata risulta essere necessaria, diversamente dai tradizionali azionamenti PWM dove fino al 30% di tutte le commutazioni non sono necessarie
- la precisione dinamica in velocità, cioè il tempo necessario al motore per riacquistare uno stato stabile dopo una brusca variazione del carico, è circa 10 volte migliore di quella degli azionamenti in corrente alternata con controllo scalare ed è comparabile a quella degli azionamenti in corrente continua e in corrente alternata con controllo vettoriale
- nel 95% delle applicazioni non necessitano di dispositivi meccanici di retroazione; infatti non è necessario avere una retroazione della velocità o della posizione se la precisione di velocità statica richiesta è maggiore dello 0,1%, come per la maggior parte delle applicazioni industriali; ciò rappresenta un significativo

progresso rispetto a tutte le altre tipologie di azionamento in corrente alternata.

#### 4.1 - Modello del motore asincrono

Sfruttando la teoria dei vettori spaziali, vengono ridefinite le equazioni di macchina del motore asincrono. Viene definito vettore spaziale un vettore nello spazio il cui modulo e fase dipendono dai valori istantanei delle grandezze viste come vettori diretti lungo i rispettivi assi magnetici.

Mostriamo nella Figura 28 un esempio di rappresentazione riguardante il vettore spaziale della corrente di statore.

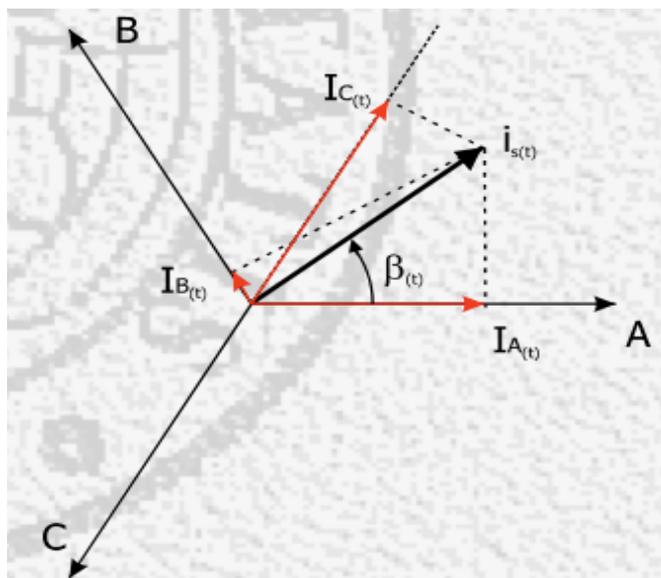


Figura 28: vettore spaziale della corrente di statore

Data la terna delle tensioni di fase statoriche, viene definito il vettore spaziale tensione di statore; allo stesso modo, una volta assegnata la terna di tensione di fase rotoriche, viene definito il vettore spaziale tensione di statore. Con un processo analogo viene definito anche il vettore spaziale del flusso concatenato con le fasi di statore e il vettore spaziale del flusso concatenato con le fasi di rotore.

Le equazioni di statore sono:

$$U_{A_s(t)} = R_S i_{A_s(t)} + \frac{d}{dt} \Psi_{A_s(t)} \quad (4.1)$$

$$U_{B_s(t)} = R_S i_{B_s(t)} + \frac{d}{dt} \Psi_{B_s(t)} \quad (4.2)$$

$$U_{C_s(t)} = R_S i_{C_s(t)} + \frac{d}{dt} \Psi_{C_s(t)} \quad (4.3)$$

mentre le equazioni di rotore sono:

$$U_{A_r(t)} = R_R i_{A_r(t)} + \frac{d}{dt} \Psi_{A_r(t)} \quad (4.4)$$

$$U_{B_r(t)} = R_R i_{B_r(t)} + \frac{d}{dt} \Psi_{B_r(t)} \quad (4.5)$$

$$U_{C_r(t)} = R_R i_{C_r(t)} + \frac{d}{dt} \Psi_{C_r(t)} \quad (4.6)$$

Moltiplicando sia le equazioni di statore che le equazioni di rotore rispettivamente per  $\frac{2}{3}$  la 4.1 e la 4.4, per  $\frac{2}{3}\alpha$  la 4.2 e la 4.5 e per  $\frac{2}{3}\alpha^2$  la 4.3 e la 4.6 e, ricordando che  $U_{AR} = U_{BR} = U_{CR} = 0$ , si ottengono le equazioni di equilibrio di una macchina trifase in forma complessa:

- Equazione di statore in un riferimento solidale allo statore:

$$\bar{U}_{S(t)} = R_S \bar{i}_{S(t)} + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{S(t)} \quad (4.7)$$

- Equazione di rotore in un riferimento solidale al rotore:

$$0 = R_R \bar{i}_R + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{R(t)} \quad (4.8)$$

Nota che:

$$\bar{i}_{R(t)} = \bar{i}_{R(t)} e^{j\omega t} \Rightarrow \bar{i}_{R(t)} = \bar{i}_{R(t)} e^{-j\omega t} \quad (4.9)$$

$$\bar{\Psi}_{R(t)} = \bar{\Psi}_{R(t)} e^{-j\omega t} \quad (4.10)$$

e dopo aver definito la pulsazione elettrica di rotore

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \sigma_r \quad (4.11)$$

sostituendo le 4.9 e 4.10 all'interno della 4.8 si ottiene

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\Psi}_{R(t)}}{dt} &= \frac{d}{dt} (\bar{\Psi}_{R(t)} e^{-j\sigma_r}) = \frac{d\bar{\Psi}_{R(t)}}{dt} e^{-j\sigma_r} + \bar{\Psi}_{R(t)} \frac{de^{-j\sigma_r}}{dt} \\ &= \frac{d\bar{\Psi}_{R(t)}}{dt} e^{-j\sigma_r} - j\omega_r \bar{\Psi}_{R(t)} e^{-j\sigma_r} \end{aligned} \quad (4.12)$$

Andando a sostituire la 4.12 all'interno dell'equazione di rotore si ottiene:

$$0 = R_r \bar{i}_{R(t)} + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{R(t)} e^{-j\sigma_r} - j\omega_r \bar{\Psi}_{R(t)} e^{-j\sigma_r} \quad (4.13)$$

da cui si può ricavare l'equazione di rotore in un riferimento solidale allo statore:

$$0 = R_r \bar{i}_{R(t)} + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{R(t)} - j\omega_r \bar{\Psi}_{R(t)} \quad (4.14)$$

Le due equazioni di equilibrio (di statore e di rotore) di una macchina asincrona in un sistema solidale allo statore sono:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{U}_{S(t)} = R_s \bar{i}_{S(t)} + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{S(t)} \end{array} \right. \quad (4.15)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r \bar{i}_{R(t)} + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_{R(t)} - j\omega_r \bar{\Psi}_{R(t)} \end{array} \right. \quad (4.16)$$

e rappresentano anche le equazioni di Park per un motore asincrono in un sistema di riferimento solidale con lo statore.

Si determinano le equazioni di macchina nel caso in cui siano riferite rispetto ad un sistema generico  $\delta$  che ruota, rispetto

allo statore, con velocità  $\omega$  e quindi forma con il sistema  
 solidale allo statore un angolo  $\sigma_{(t)} = \int_0^t \omega_{(t)} dt$

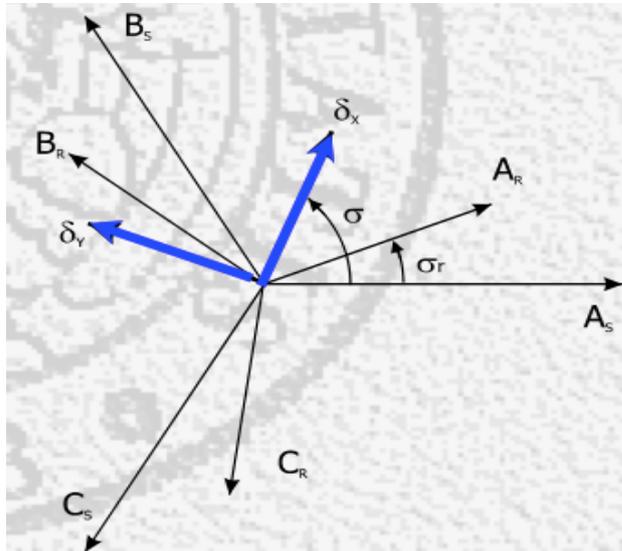


Figura 29: rappresentazione di un sistema di riferimento generico

noto che:

$$\begin{cases} \bar{i}_s^\delta = \bar{i}_s e^{-j\Omega} \Rightarrow \bar{i}_s = \bar{i}_s^\delta e^{+j\Omega} & (4.17) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_s^\delta = \bar{\Psi}_s e^{-j\Omega} \Rightarrow \bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_s^\delta e^{+j\Omega} & (4.18) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \bar{i}_r^\delta = \bar{i}_r e^{j(\sigma, -\Omega)} \Rightarrow \bar{i}_r = \bar{i}_r^\delta e^{-j(\sigma, -\Omega)} & (4.19) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_r^\delta = \bar{\Psi}_r e^{j(\sigma, -\Omega)} \Rightarrow \bar{\Psi}_r = \bar{\Psi}_r^\delta e^{-j(\sigma, -\Omega)} & (4.20) \end{cases}$$

E sostituendole all'interno della 4.15 e della 4.16 si ottengono quindi le seguenti equazioni per lo statore e per il rotore:

$$\bar{U}_s^\delta = R_s \bar{i}_s^\delta + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_s^\delta + j\omega \bar{\Psi}_s^\delta \quad (4.21)$$

$$0 = R_r \bar{i}_r^\delta + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_r^\delta - j(\omega - \omega_r) \bar{\Psi}_r^\delta \quad (4.22)$$

Partendo dalla 4.16 e moltiplicando entrambi i membri per  $\frac{2}{3}$

e per il coniugato di  $\bar{i}_{R(t)}$  si ottiene:

$$0 = \left( R_R \bar{i}_R \bar{i}_R^* + \frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} \bar{i}_R^* - j\omega_r \bar{\Psi}_R \bar{i}_R^* \right) \frac{3}{2} \quad (4.23)$$

di cui possiamo analizzare i vari termini all'interno della parentesi nel secondo membro dell'equazione:

- $R_R \bar{i}_R \bar{i}_R^*$  dimensionalmente si tratta di una potenza e rappresenta quella dissipata sulle resistenze rotoriche
- $\frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} \bar{i}_R^*$  rappresenta la potenza impegnata dal campo magnetico
- il terzo termine risulta proporzionale alla potenza meccanica, che può essere espressa mediante la seguente relazione  $P_m = -j\omega_r \bar{\Psi}_R \bar{i}_R^* \frac{3}{2}$ .

Nota l'espressione della velocità del rotore  $\omega_r = \omega_{mec} p$  e della potenza meccanica  $P_m = C \omega_{mec}$ , si ottiene la seguente espressione per la coppia elettromagnetica sviluppata dalla macchina:

$$C = -j \frac{3}{2} \bar{\Psi}_R \bar{i}_R^* = -\frac{3}{2} (\bar{\Psi}_R \wedge \bar{i}_R^*) p \quad (4.24)$$

Esistono anche le seguenti espressioni equivalenti per la coppia elettromagnetica:

$$\left\{ C = k \bar{\Psi}_S \wedge \bar{\Psi}_R \right. \quad (4.25)$$

$$\left\{ C = k' \bar{\Psi}_S \wedge \bar{i}_S \right. \quad (4.26)$$

Le equazioni di macchina espresse tramite un sistema di riferimento statorico sono:

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_S = L\dot{i}_S + M\dot{i}_R & (4.27) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_R = M\dot{i}_S + L\dot{i}_R & (4.28) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \bar{U}_S = R_S\dot{i}_S + \frac{d\bar{\Psi}_S}{dt} & (4.29) \end{cases}$$

$$\begin{cases} 0 = R_R\dot{i}_R + \frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} - j\omega_r\bar{\Psi}_R & (4.30) \end{cases}$$

Manipolando la 4.27 e la 4.28 si possono ottenere due espressioni della  $\dot{i}_S$

$$\begin{cases} \dot{i}_S = \frac{\bar{\Psi}_S - M\dot{i}_R}{L} & (4.31) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dot{i}_S = \frac{\bar{\Psi}_R - L\dot{i}_R}{M} & (4.32) \end{cases}$$

Uguagliando membro a membro la 4.31 e la 4.32 e risolvendo il sistema si ottiene

$$\dot{i}_S = \dot{i}_S \Rightarrow \frac{\bar{\Psi}_S - M\dot{i}_R}{L} = \frac{\bar{\Psi}_R - L\dot{i}_R}{M} \quad (4.33)$$

Tramite la 4.33 è possibile esplicitare l'espressione della corrente di rotore  $\dot{i}_R$

$$\dot{i}_R = \frac{\bar{\Psi}_S M - L\bar{\Psi}_R}{M^2 - LL'} \quad (4.34)$$

che può esser sostituita all'interno della 4.16, ottenendo:

$$\begin{aligned} 0 &= R_R \frac{(\bar{\Psi}_S M - L\bar{\Psi}_R)}{M^2 - LL'} + \frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} - j\omega_r\bar{\Psi}_R \Rightarrow \\ &\Rightarrow \frac{d\bar{\Psi}_R}{dt} + \bar{\Psi}_R \left( \frac{R_R L}{LL' - M^2} - j\omega_r \right) = \frac{R_R M}{LL' - M^2} \bar{\Psi}_S \end{aligned} \quad (4.35)$$

In questo modo è possibile ricavare una relazione tra il flusso concatenato di statore e il flusso concatenato di rotore:

$$\bar{\Psi}_R = \frac{\frac{R_R M}{LL' - M^2}}{s + \left( \frac{R_R L}{LL' - M^2} - j\omega_r \right)} \bar{\Psi}_S \quad (4.36)$$

Si può così notare come  $\bar{\Psi}_R$  sia legato a  $\bar{\Psi}_S$  da una dinamica del primo ordine, il cui polo dipende da  $\omega_r$  (e quindi da  $\omega_m$ ).

## 4.2 - Il controllo vettoriale DTC

Intorno alla metà degli anni '80 vengono pubblicati due studi che presentano una nuova e innovativa strategia di controllo; il Prof. Depenbrock in Germania con il DSC (Direct Self Control) e i Prof. Takahashi e Noguchi in Giappone con il DTC (Direct Torque Control) sviluppano la filosofia che sta alla base del controllo diretto di flusso e di coppia, denominato più semplicemente controllo diretto di coppia.

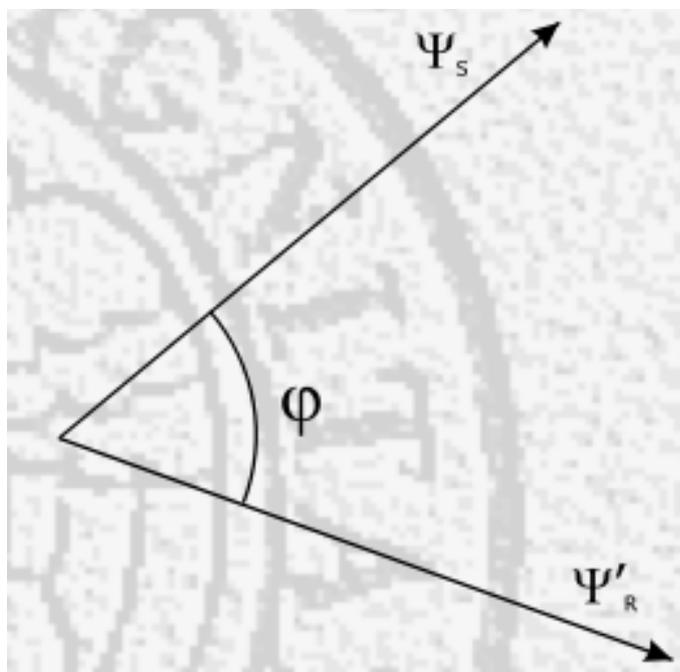


Figura 30: Rappresentazione dei flussi concatenati di statore e di rotore e del relativo angolo

Ricordiamo le equazioni di macchina:

$$\begin{cases} \bar{U}_{S(t)} = R_s \bar{i}_{S(t)} + \frac{d\bar{\Psi}_{S(t)}}{dt} & (4.37) \\ 0 = R_r \bar{i}_{R(t)} + \frac{d\bar{\Psi}_{R(t)}}{dt} - j\omega_r \bar{\Psi}_{R(t)} & (4.38) \end{cases}$$

e l'espressione della coppia elettromagnetica sviluppata dalla macchina stessa:

$$C = k\overline{\Psi}_S \wedge \overline{\Psi}_R = k|\overline{\Psi}_S||\overline{\Psi}_R|\sin\varphi \quad (4.39)$$

L'obiettivo della seguente tecnologia di controllo per le macchine asincrone è quello di realizzare un controllo della coppia ad elevata dinamica, peculiarità caratteristica dell'azionamento utilizzato per il controllo di una macchina in corrente continua.

Durante il regime di transitorio infatti, la dinamica del flusso concatenato di rotore  $\Psi_{R(t)}$  è molto più lenta rispetto alla dinamica del flusso concatenato di statore  $\Psi_{S(t)}$ . Come conseguenza è possibile considerare, tramite una prima approssimazione, che il flusso concatenato di rotore  $\Psi_{R(t)}$  non si modifichi, ossia, essendo un vettore, si può considerare che rimanga fermo nello spazio.

La conseguenza diretta derivante è data dalla possibilità di regolazione della coppia mediante l'azione sul flusso concatenato di statore  $\Psi_{S(t)}$ . Infatti, se viene modificato  $\Psi_{S(t)}$  in modo tale da mantenere costante il suo modulo e variare esclusivamente la sua posizione rispetto al vettore flusso concatenato di rotore  $\Psi_{R(t)}$ , si ottiene che la coppia elettromagnetica sviluppata dalla macchina  $C$  viene a dipendere solo dall'angolo  $\varphi$  individuato tra i due vettori, come mostrato nella rappresentazione in Figura 30.

Per questo motivo, per aumentare o ridurre la coppia  $C$  è necessario che l'angolo  $\varphi$  rispettivamente aumenti o diminuisca: tutto questo si traduce in uno spostamento opportuno del vettore flusso concatenato di statore  $\Psi_{S(t)}$ .

Partendo dall'equazione di macchina di statore 4.37 e trascurando il termine relativo alla caduta di tensione resistiva  $R_S \dot{I}_{S(t)}$  si nota che:

$$\bar{U}_s = \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \quad (4.40)$$

ovvero che il vettore spaziale della tensione di statore è uguale alla derivata temporale del vettore spaziale del flusso concatenato di statore.

Consideriamo ora il vettore  $\Psi_{s(t)}$  in due istanti successivi  $t$  e  $t + \Delta t$  con  $\Delta t \rightarrow 0$

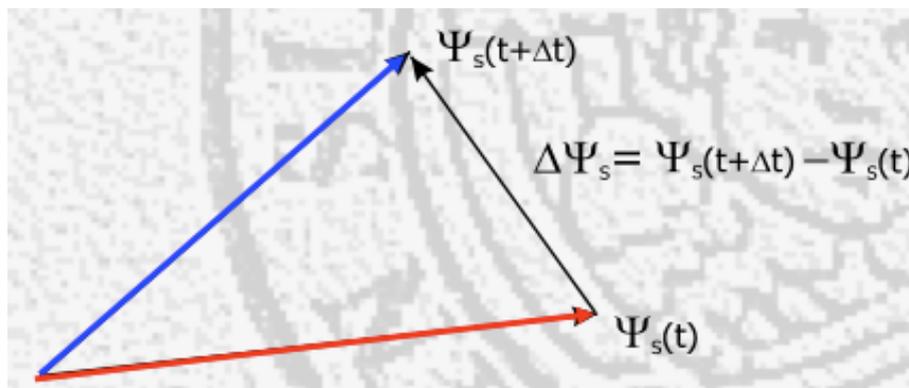


Figure 31: rappresentazione del flusso concatenato di statore in due istanti successivi

Considerando  $\Delta t \rightarrow 0$  si può passare dalla derivata a una rappresentazione della 4.40 riferita a un tempo finito

$$\Delta \bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_{s(t+\Delta t)} - \bar{\Psi}_{s(t)} \quad (4.41)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta \bar{\Psi}_s = \bar{U}_{s(\Delta t)} \Delta t \\ \frac{\Delta \bar{\Psi}_s}{\Delta t} = \frac{\bar{\Psi}_{s(t+\Delta t)} - \bar{\Psi}_{s(t)}}{\Delta t} = \bar{U}_{s(\Delta t)} \end{array} \right. \quad (4.42)$$

Il vertice del vettore  $\Psi_{s(t)}$ , nel caso di intervalli di tempo sufficientemente piccoli  $\Delta t$ , si sposta con moto parallelo rispetto al vettore tensione di statore  $U_s$  applicato e con una velocità pari al modulo del vettore tensione di statore  $|U_s|$ .

Questo risultato costituisce la base del controllo diretto di coppia DTC: agendo sulla tensione di alimentazione del motore si può controllare direttamente il vettore  $\Psi_{s(t)}$  sia in

modulo che in fase, controllando quindi la coppia elettromagnetica C sviluppata dalla macchina.

Consideriamo ora il caso in cui il motore asincrono venga alimentato mediante un inverter a 2 livelli:

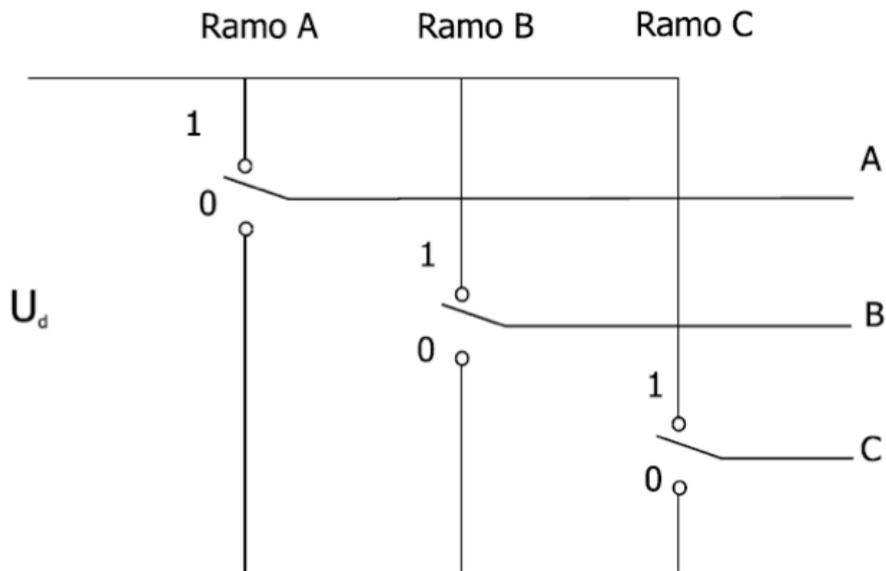


Figura 32: Schema inverter a 2 livelli

Agendo sui tre tasti dell'inverter, ognuno dei quali può essere posto nello stato di conduzione o nello stato di interdizione, si possono ottenere in totale  $2^3=8$  combinazioni, corrispondenti a 8 valori diversi del vettore  $U_S$ .

$$\bar{U}_S = \frac{2}{3}[U_A + \alpha U_B + \alpha^2 U_C] \quad (4.43)$$

Come risultato si ha una stella di sei vettori equispaziati aventi tutti e sei il medesimo modulo pari a  $|U_S| = \frac{2}{3}U_d$  e due vettori nulli; inoltre il piano viene suddiviso in sei settori angolari, ognuno dei quali ha ampiezza pari a  $60^\circ$ . Nella Figura 33 vi è proprio una rappresentazione dei settori angolari e dei relativi vettori ottenibili mediante le diverse configurazioni dell'inverter a due livelli.

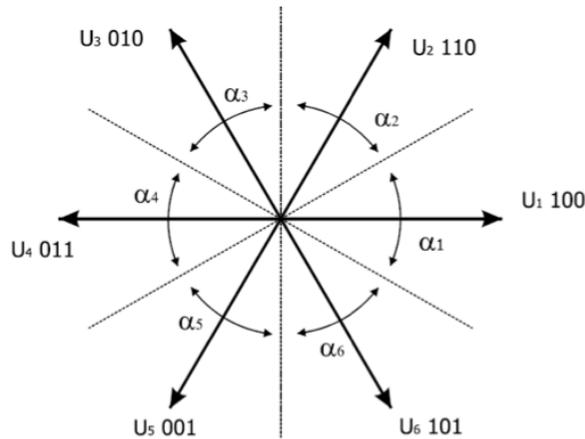


Figura 33: Rappresentazione della stella dei sei vettori  $U_s$  equispaziati

Con la tabella riportata nella Figura 34 vengono esplicitate le possibili configurazioni del vettore  $U_s$  nello spazio ottenute variando volta per volta lo stato dei tasti dell'inverter.

<b>A</b>	<b>B</b>	<b>C</b>	$ \bar{U}_s $	$\arg(\bar{U}_s)$	
0	0	0	0		$U_8$
1	0	0	$U_d$	$0^\circ$	$U_1$
1	1	0	$U_d$	$60^\circ$	$U_2$
0	1	0	$U_d$	$120^\circ$	$U_3$
0	1	1	$U_d$	$180^\circ$	$U_4$
0	0	1	$U_d$	$240^\circ$	$U_5$
1	0	1	$U_d$	$300^\circ$	$U_6$
1	1	1	0		$U_7$

Figura 34: possibili configurazioni del vettore  $U_s$

La strategia di controllo DTC si articola nel modo seguente:

- viene individuato il settore angolare  $\alpha$  in cui si trova il vertice del vettore  $\Psi_{S(t)}$

- si va ad analizzare il  $\Delta C$  definito nel seguente modo:
  - se  $\Delta C > 0$  ossia  $C_{\text{effettiva}} < C_{\text{riferimento}}$ , dev'esser selezionato il vettore tensione in modo tale che l'angolo tra i due flussi  $\varphi$  aumenti e che il modulo di  $\Psi_{S(t)}$  sia contenuto all'interno di una certa banda di isteresi definita come
 
$$\Psi_{\text{rif}} - \Delta\Psi \leq |\Psi_S| \leq \Psi_{\text{rif}} + \Delta\Psi \quad (4.44)$$
  - se  $\Delta C < 0$  ossia  $C_{\text{effettiva}} > C_{\text{riferimento}}$ , dev'esser selezionato uno dei due vettori tensione  $U_7$  o  $U_8$ , corrispondenti entrambi a un vettore nullo; in questo modo il vettore  $\Psi_{S(t)}$  rimane fermo e di conseguenza l'angolo tra i due vettori  $\varphi$  diminuisce poiché con il movimento del rotore il vettore  $\Psi_{R(t)}$  tende ad allinearsi e quindi la coppia elettromagnetica  $C$  si riduce.

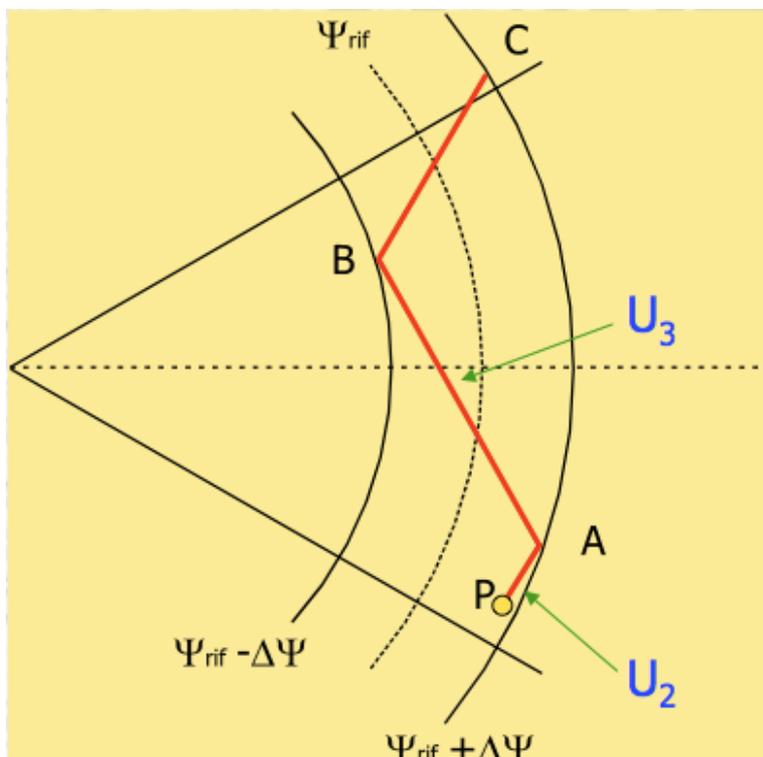


Figura 35: strategia DTC

Nella Figura 35 viene rappresentata la banda di isteresi all'inverso della quale è concesso il movimento al flusso di statore tramite l'applicazione di vettori di tensione differenti a seconda della posizione del flusso.

- viene definito un segnale di tipo binario denominato *errore di coppia*  $\Delta C^*$  tale per cui:

$$\Delta C^* = \begin{cases} 1 & C_{effettiva} < C_{riferimento} \\ 0 & C_{misurato} > C_{riferimento} \end{cases} \quad (4.45)$$

- viene definito un ulteriore segnale di tipo binario denominato *errore di modulo del vettore di flusso concatenato di statore* attraverso un relay a isteresi

$$\Delta \Psi_{(k)}^* = \begin{cases} 1 & |\overline{\Psi}_s| < \Psi_{ref} - \Delta \Psi \\ 0 & |\overline{\Psi}_s| > \Psi_{ref} + \Delta \Psi \\ \Delta \Psi_{(k-1)} & \Psi_{ref} - \Delta \Psi \leq |\overline{\Psi}_s| \leq \Psi_{ref} + \Delta \Psi \end{cases} \quad (4.46)$$

Si può costruire quindi una tabella di commutazione, illustrata nella Figura 36, nel modo seguente: la scelta del vettore di tensione  $U_s$  da applicare, e quindi la configurazione dei tasti dell'inverter, avviene in base al settore angolare  $\alpha$  in cui il vettore spaziale di flusso concatenato di statore  $\Psi_s$  si trova, all'errore sull'ampiezza del vettore spaziale del flusso di statore  $\Delta \Psi_{(k)}^*$  e all'errore di coppia  $\Delta C^*$ ; la scelta tra  $U_7$  e  $U_8$  (i due possibili vettori nulli) è tale da minimizzare il numero delle commutazioni, e quindi le perdite associate a quest'ultime.

$\Delta\Psi^*$	$\Delta C^*$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$\alpha_6$
<b>1</b>	<b>1</b>	$\bar{U}_2$	$\bar{U}_3$	$\bar{U}_4$	$\bar{U}_5$	$\bar{U}_6$	$\bar{U}_1$
	<b>0</b>	$\bar{U}_7$	$\bar{U}_8$	$\bar{U}_7$	$\bar{U}_8$	$\bar{U}_7$	$\bar{U}_8$
<b>0</b>	<b>1</b>	$\bar{U}_3$	$\bar{U}_4$	$\bar{U}_5$	$\bar{U}_6$	$\bar{U}_1$	$\bar{U}_2$
	<b>0</b>	$\bar{U}_8$	$\bar{U}_7$	$\bar{U}_8$	$\bar{U}_7$	$\bar{U}_8$	$\bar{U}_7$

Figura 36: tabella delle commutazioni dei tasti dell'inverter

### 4.3 - Effetti dell'ampiezza delle bande d'isteresi di flusso e coppia

Poiché il DTC è basato sull'utilizzo di due controllori ad isteresi, uno per la coppia e uno per il flusso, le prestazioni degli azionamenti DTC risentono sensibilmente delle ampiezze delle bande di isteresi. Piccole bande d'isteresi di flusso avvicinano le forme d'onda della corrente a quelle sinusoidali mentre piccole bande d'isteresi di coppia generano coppie molto regolari.

La coppia presenta una pulsazione direttamente correlata all'ampiezza della propria banda d'isteresi. L'ampiezza della banda d'isteresi del flusso di statore è invece in corrispondenza con la distorsione armonica delle correnti e quindi strettamente legata alle perdite nel rame del motore. L'ampiezza di entrambe le bande di isteresi influisce inoltre sul valore della frequenza di commutazione dell'inverter e quindi sulle perdite per commutazione. Data una prefissata banda di coppia, la frequenza di commutazione dell'inverter è direttamente legata all'ampiezza della banda di flusso. Come conseguenza, nel caso di piccola banda di flusso, si ha un'alta frequenza di commutazione da parte dell'inverter.

Le curve descritte dal flusso e dalle correnti nel piano di Park sono molto vicine a delle circonferenze: questo determina un basso contenuto armonico di tali forme d'onda e quindi piccole perdite per effetto Joule nel motore; per contro si hanno rilevanti perdite per commutazione nell'inverter. Al crescere della banda di flusso naturalmente si ottengono gli effetti opposti: la curva di flusso degenera in un esagono andando ad aumentare il contenuto armonico delle correnti e quindi le perdite rame; per contro le perdite per commutazione raggiungono il valore minimo.

#### 4.4 - Considerazioni su DTC e DSC

I metodi di controllo diretto della coppia (DTC e DSC) dei motori asincroni, basati sulla regolazione del flusso e della coppia attraverso due regolatori ad isteresi, presentano una serie di vantaggi tra cui possiamo citare la semplicità, le eccellenti prestazioni dinamiche e una buona robustezza da parte dell'intero sistema.

Il metodo DSC è stato applicato nel campo della trazione, quindi per macchine di alta potenza e frequenze di commutazione relativamente piccole. Il problema fondamentale è che tale tipologia di controllo genera un flusso di statore avente traiettoria esagonale e quindi delle correnti risultanti affette da armoniche di frequenza pari a sei volte la frequenza della fondamentale, che sono dannose soprattutto alle basse frequenze in quanto creano problemi di compatibilità con il sistema di segnalamento. Alle basse velocità si preferisce dunque abbandonare il controllo DSC a vantaggio di altre tipologie di regolazione (generalmente PWM classici) che garantiscano un soddisfacente contenuto

armonico delle correnti. Naturalmente questo tipo di problema non è sentito dal controllore DTC in quanto il flusso di statore è mantenuto all'interno di una corona circolare; esso presenta quindi un contenuto armonico, che si rispecchia identicamente su quello delle correnti, decisamente più vantaggioso rispetto al DSC.

Un problema, comune alle due tipologie di controllo, riguarda il campo delle basse frequenze, nel quale, non essendo trascurabile il termine relativo alla caduta di tensione resistive  $R_s i_s$  rispetto al valore della tensione di alimentazione, si ha un deterioramento della traiettoria del flusso di statore tutte le volte che viene imposto il vettore di tensione nullo. Quando l'inverter fornisce tensione nulla infatti il flusso di statore segue la direzione del vettore corrente con legge:  $p\Psi_s = -R_s i_s$  uscendo dunque dalla traiettoria teorica e la distorsione delle correnti aumenta con conseguente peggioramento del contenuto armonico.

Un ulteriore problema comune riguarda l'avviamento del motore: i metodi DSC e DTC falliscono quando si opera a velocità prossime allo zero e con coppia di riferimento nulla. In queste condizioni infatti non si riesce a controllare il flusso in modo diretto. E' necessario quindi avviare il motore con metodi classici di PWM vettoriale o con metodi di controllo indiretto del flusso.

#### 4.5 - Lo schema a blocchi base del DTC

Lo schema a blocchi generale del controllo diretto di coppia, rappresentato nella Figura 37, prevede la presenza di due controlli o isteresi; uno per la coppia elettromagnetica e uno per il flusso di statore. Il valore attuale del flusso di statore e

della coppia viene fornito da uno stimatore (detto anche osservatore) che li calcola a partire dai valori derivanti dalle misure della tensione e dalla corrente di statore.

Il controllore del flusso di statore comanda la durata dell'applicazione dei vettori attivi che, come si è già visto, fanno muovere il vettore rappresentante tale grandezza lungo la traiettoria esagonale. Il controllore della coppia impone, invece, la lunghezza del tempo di applicazione dei vettori nulli che hanno il compito di mantenerne il valore all'interno della banda di tolleranza definita dall'isteresi. Ogni volta che risulta necessario il blocco di selezione del vettore interverrà scegliendo lo stato degli interruttori dell'inverter tale da ridurre gli errori istantanei di flusso di statore e di coppia.

La classificazione dei tipi di controllo diretto di coppia si effettua in base a come vengono selezionati i vettori. Gli schemi tradizionali sono quello proposto da Takahashi e Noguchi, basato sulla strategia switching table, che opera mediante una traiettoria circolare del vettore flusso di statore e un altro proposto da Depenbrock, conosciuto come Direct Self Control, che opera su traiettoria esagonale del vettore flusso di statore.

Il controllo diretto di coppia basato sulla strategia switching table prevede che la selezione del vettore spaziale di tensione, fornito dall'inverter per alimentare il motore ad induzione, avvenga leggendo il valore da una tabella precaricata.

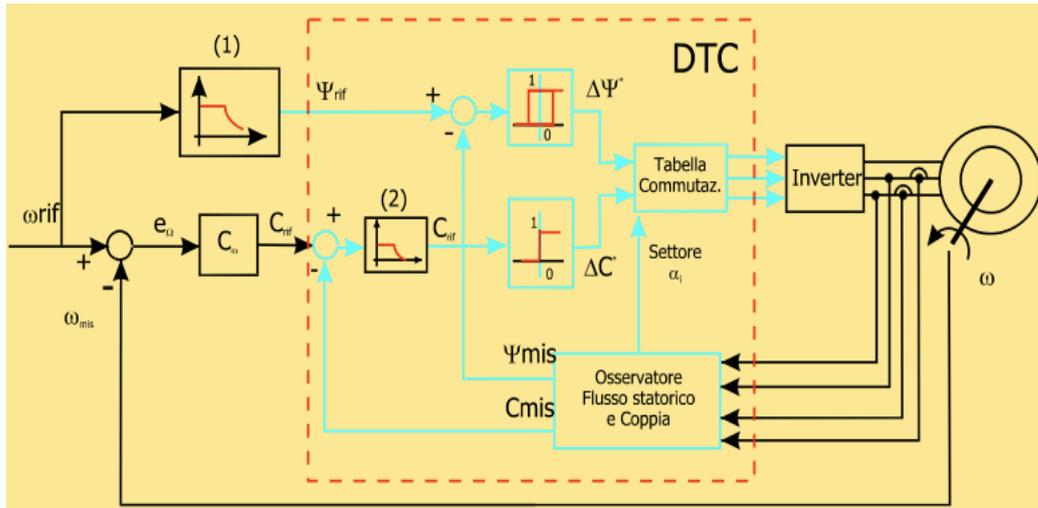


Figura 37: Schema a blocchi dei controllo DTC

Poiché i vettori  $\Psi_s$ ,  $I_s$  e  $U_s$  sono definiti in un sistema di riferimento solidale allo statore, è possibile scrivere

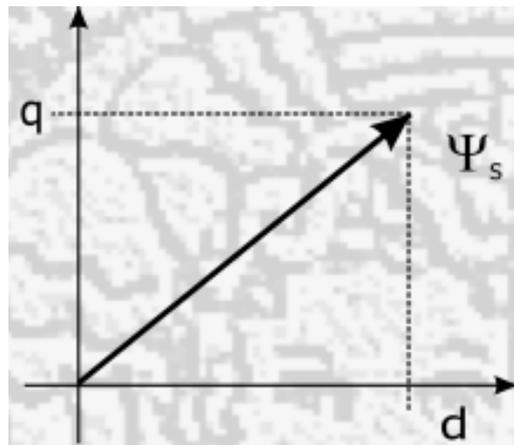


Figura 38: flusso concatenato di statore in componenti diretta e quadratura nel piano d-q

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_{sd} + j\bar{\Psi}_{sq} & (4.47) \\ |\bar{\Psi}_s| = \sqrt{\bar{\Psi}_{sd}^2 + \bar{\Psi}_{sq}^2} & (4.48) \\ \arg(\bar{\Psi}_s) = \arctg \frac{\bar{\Psi}_{sq}}{\bar{\Psi}_{sd}} & (4.49) \end{cases}$$

$$\bar{i}_s = i_{sd} + j i_{sq} \quad (4.50)$$

$$\bar{U}_s = U_{sd} + j U_{sq} \quad (4.51)$$

Partendo dall'equazione vettoriale di statore

$$\bar{U}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \quad (4.52)$$

si può ricavare l'espressione vettoriale del flusso concatenato di statore

$$\bar{\Psi}_s = \int (\bar{U}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (4.53)$$

da cui si possono ottenere le due equazioni scalari in cui vengono esplicitate le componenti diretta e in quadratura

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = \int (U_{sd} - R_s i_{sd}) dt & (4.54) \\ \Psi_{sq} = \int (U_{sq} - R_s i_{sq}) dt & (4.55) \end{cases}$$

Dalla 4.54 e dalla 4.55, una volta nota la resistenza statorica, le componenti della corrente e della tensione statorica, si possono determinare le due componenti del flusso di statore, e quindi calcolarne modulo e fase.

Ricordando che  $\bar{U}_s = \frac{2}{3} [U_A + \alpha U_B + \alpha^2 U_C]$  si ottiene

$$U_{sd} = \text{Re}(\bar{U}_s) = \frac{2}{3} \left( U_{As} + U_{Bs} \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) + U_{Cs} \cos\left(\frac{4}{3}\pi\right) \right) = \quad (4.56)$$

$$= \frac{2}{3} \left( U_{As} - \frac{1}{2} U_{Bs} - \frac{1}{2} U_{Cs} \right)$$

$$U_{sq} = \text{Im}(\bar{U}_s) = \frac{2}{3} \left( U_{Bs} \sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) + U_{Cs} \sin\left(\frac{4}{3}\pi\right) \right) = \quad (4.57)$$

$$= \left( \frac{U_{Bs} - U_{Cs}}{\sqrt{3}} \right)$$

Si può impostare un discorso analogo anche per quanto riguarda la corrente di statore, poiché

$$\tilde{i}_s = \frac{2}{3}(i_A + \alpha i_B + \alpha^2 i_C) \quad (4.58)$$

$$i_{As} + i_{Bs} + i_{Cs} = 0 \quad (4.59)$$

si ottiene

$$\begin{cases} i_{sd} = \operatorname{Re}(\tilde{i}_s) = \frac{2}{3}\left(i_{As} - \frac{1}{2}i_{Bs} - \frac{1}{2}i_{Cs}\right) = i_{As} & (4.60) \\ i_{sq} = \operatorname{Im}(\tilde{i}_s) = \left(\frac{i_{Bs} - i_{Cs}}{\sqrt{3}}\right) & (4.61) \end{cases}$$

Per quanto riguarda la coppia elettromagnetica sviluppata dalla macchina si può utilizzare la seguente relazione

$$\begin{aligned} C &= \frac{3}{2}P\bar{\Psi}_s \wedge \dot{i}_s = \frac{3}{2}P(\Psi_{sd} + j\Psi_{sq}) \wedge (i_{sd} + j\dot{i}_{sq}) = \\ &= \frac{3}{2}P(\Psi_{sd}i_{sq} - \Psi_{sq}i_{sd}) \end{aligned} \quad (4.62)$$

## Capitolo 5: Implementazione del modello

Dopo aver studiato il sistema dal punto di vista teorico, si è deciso di implementarne una versione semplificata attraverso l'utilizzo del software Dymola - Dynamic Modelic Laboratory. Si tratta di un software adatto alla modellazione di vari tipi di sistemi fisici, soprattutto poiché supporta la composizione gerarchica del modello. Dymola utilizza una nuova tipologia di modellazione basata sull'orientamento alle equazioni, scritte in linguaggio Modelica e non ottenute tramite conversione dell'equazione stessa in un diagramma a blocchi.

### 5.1 - Schema generale del modello

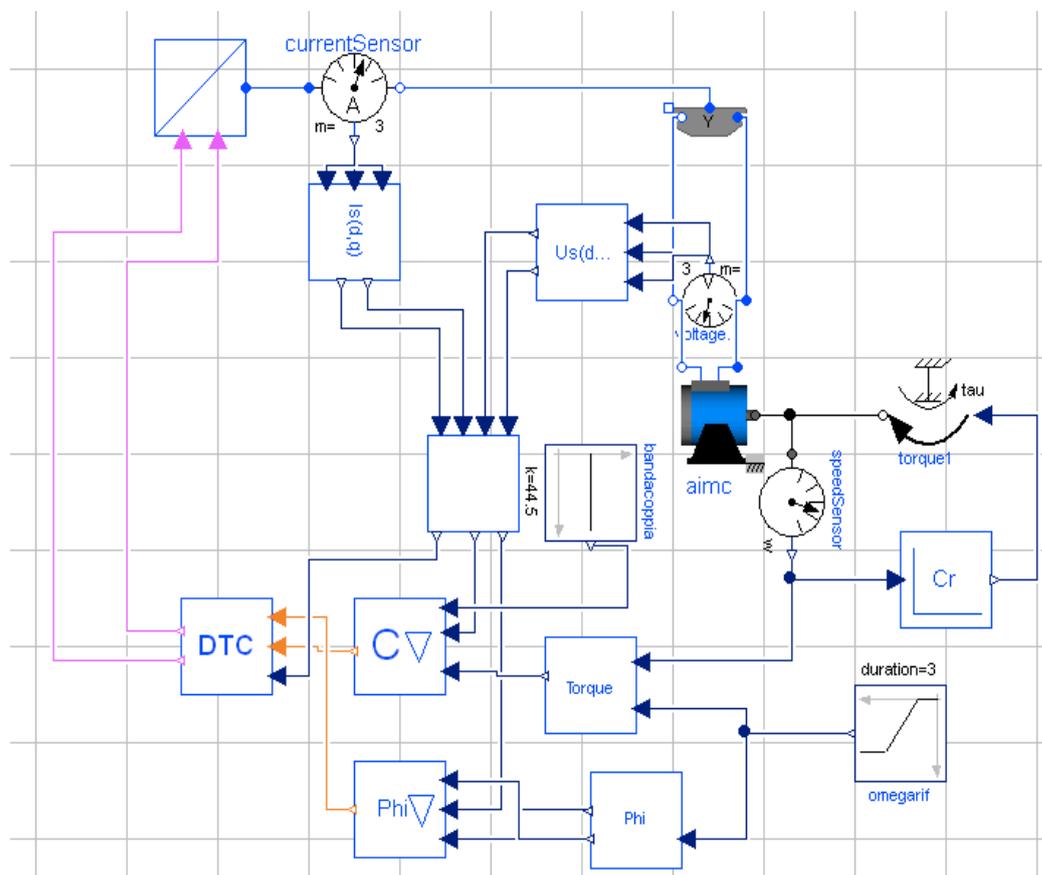


Figura 39: Schema a blocchi del modello

Il sistema che si è deciso di implementare è composto da un unico motore asincrono, bensì in ogni locomotiva E404 ce ne siano quattro, alimentato tramite un inverter VSI a tensione impressa e gestito tramite la tecnologia di controllo DTC.

Di seguito verranno descritti i vari blocchi che compongono il modello generale tramite cui sono state effettuate le simulazioni.

Coppia resistente:

con questo blocco si vuole implementare, partendo dalla velocità angolare del motore (misurata tramite l'utilizzo di un sensore posto sull'albero motore), la coppia resistente risultante relativa alla trazione ferroviaria.

Si è deciso di prender in considerazione tre contributi differenti:

- $R_1$ : rappresenta la forza d'attrito nel contatto ruota-rotaia, ed ha la seguente espressione:  $R_1 = 2Q \frac{\delta}{D}$  in cui  $\delta$  identifica lo spostamento, rispetto al centro della ruota, del vettore di forza peso  $Q$  applicato sulla ruota stessa,  $D=1010$  mm rappresenta il diametro della ruota.
- $R_2$ : rappresenta la forza d'attrito tra cuscinetto e perno, espressa nel modo seguente:  $R_2 = f' Q \frac{d}{D}$  in cui  $d$  individua il diametro del cuscinetto,  $D$  il diametro della ruota, e  $f'$  il coefficiente d'attrito volvente.
- $R_a$ : rappresenta la resistenza dell'aria ed è ottenuta mediante l'utilizzo di una formula sperimentale ricavata dalle FF.SS.

$$R_a = \left[ 1 + \alpha \left( \frac{v}{10} \right)^2 \right] \frac{Q}{1000} \quad (5.1)$$

in cui  $\alpha$  è un opportuno coefficiente,  $v$  è la velocità di avanzamento del convoglio espressa in km/h.

Ogni contributo resistivo è stato diviso per otto poiché si sta considerando un solo motore di trazione, mentre nell'ETR500 ce ne sono otto (quattro motori di trazione per ogni locomotiva); si è considerata l'intera massa della locomotiva nel calcolo della coppia resistente.

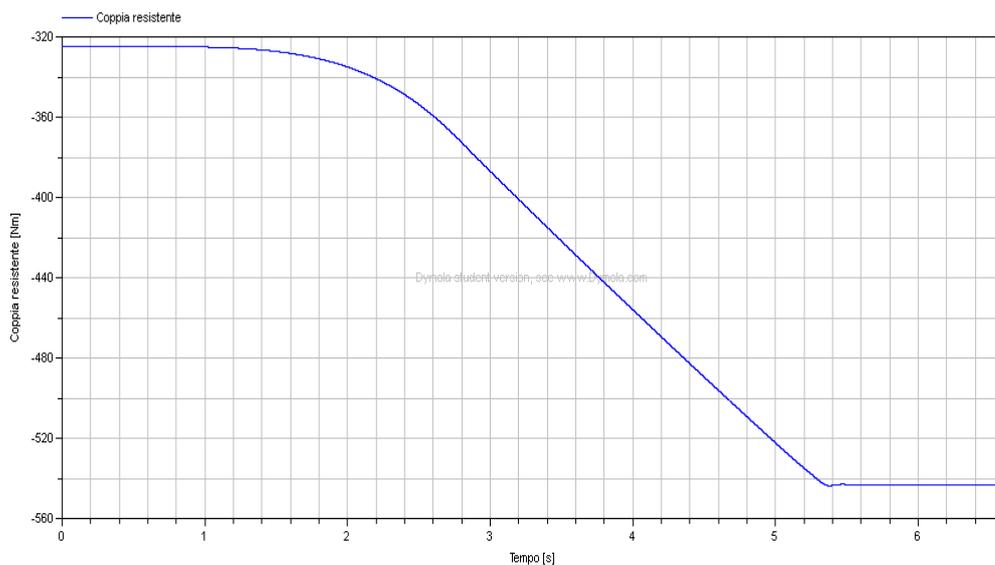


Figura 40: Coppia resistente in funzione del tempo

Nella Figura 40 è stato riportato l'andamento della coppia resistente applicata al motore, per questo motivo rappresentata come coppia negativa col segno meno. A velocità nulla si ha comunque un valore diverso da zero che chiameremo  $C_{R0}$ , che non dipende dalla velocità di rotazione del motore. Col crescere della velocità si nota come la coppia sia proporzionale al quadrato della velocità fino al raggiungimento della velocità massima; a questo punto si stabilizza e rimane costante e pari al valore di regime.

Limite flusso di trazione:

in ingresso si ha la velocità angolare meccanica di riferimento  $\omega_{rif}$  e in uscita si ottiene il valore del flusso di riferimento  $\Psi_{rif}$  risultante che andrà confrontato successivamente con il valore ottenuto tramite la stima effettuata dall'osservatore di coppia e di flusso.

Si effettua il confronto tra la velocità di riferimento e la velocità nominale della macchina:

- Se  $\omega_{rif} \leq \omega_{nom} \rightarrow \Psi_{rif} = \Psi_{nom}$

il flusso di riferimento è posto pari al flusso nominale (funzionamento della macchina a flusso costante)

- Se  $\omega_{rif} > \omega_{nom} \rightarrow \Psi_{rif} = \frac{\omega_{nom}}{\omega_{rif}} \Psi_{nom}$

il flusso di riferimento è posto pari a una percentuale del flusso nominale, calcolata in base al rapporto tra la velocità nominale e la velocità di riferimento (la macchina viene deflussata).

Viene mostrato un possibile andamento del flusso nella Figura 41.

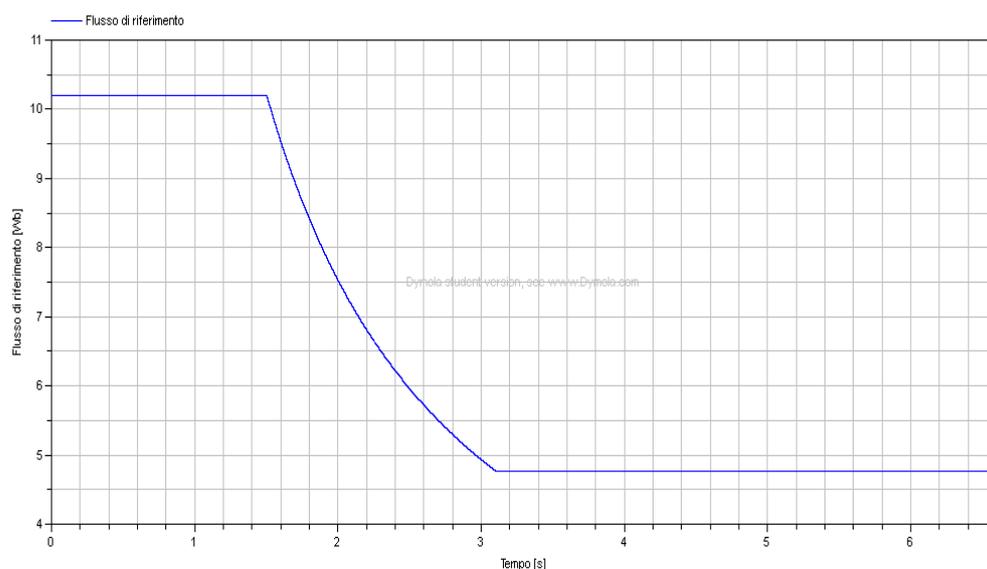


Figura 41: Andamento del flusso di riferimento in funzione del tempo

Controllore della velocità:

partendo dalla velocità angolare meccanica di riferimento  $\omega_{ref}$  (la medesima che si ha in ingresso al blocco "limite del flusso di trazione) si ottiene innanzitutto l'errore di velocità  $e_{\omega}$  tramite il confronto effettuato tra la velocità di riferimento e la velocità meccanica misurata direttamente dal sensore posto sull'albero motore; il passo successivo riguarda il calcolo del valore della coppia di riferimento  $C_{ref}^*$ , risultante dall'errore di velocità, per mezzo di un controllore PI (Proporzionale-Integrale), i cui parametri sono stati determinati in modo tale che in condizioni di regime si ottenga un errore nullo e allo stesso tempo una buona dinamica del sistema.

Limite aderenza:

con questo blocco si vuole ricostruire la caratteristica di trazione del motore, considerando due zone di funzionamento del motore, come già stato fatto per quanto riguarda il calcolo flusso di riferimento:

- se  $\omega_{motore} < \omega_{nom} \rightarrow C_{amm} = C_{nom}$

la coppia massima ammissibile è posta pari alla coppia nominale del motore

- se  $\omega_{motore} > \omega_{nom} \rightarrow C_{amm} = \frac{P_{nom}}{\omega_{motore}}$

la coppia massima ammissibile è posta pari al rapporto tra la potenza nominale del motore e la velocità angolare del motore

Queste due condizioni individuano una prima zona di funzionamento del motore detta "a coppia costante" e una seconda zona di funzionamento detta "a potenza costante".

L'andamento della coppia ammissibile (e quindi della caratteristica di trazione) risultante è rappresentato nella Figura 42.  $C_{nom}$  e  $P_{nom}$  individuano rispettivamente la coppia nominale e la potenza nominale del motore.

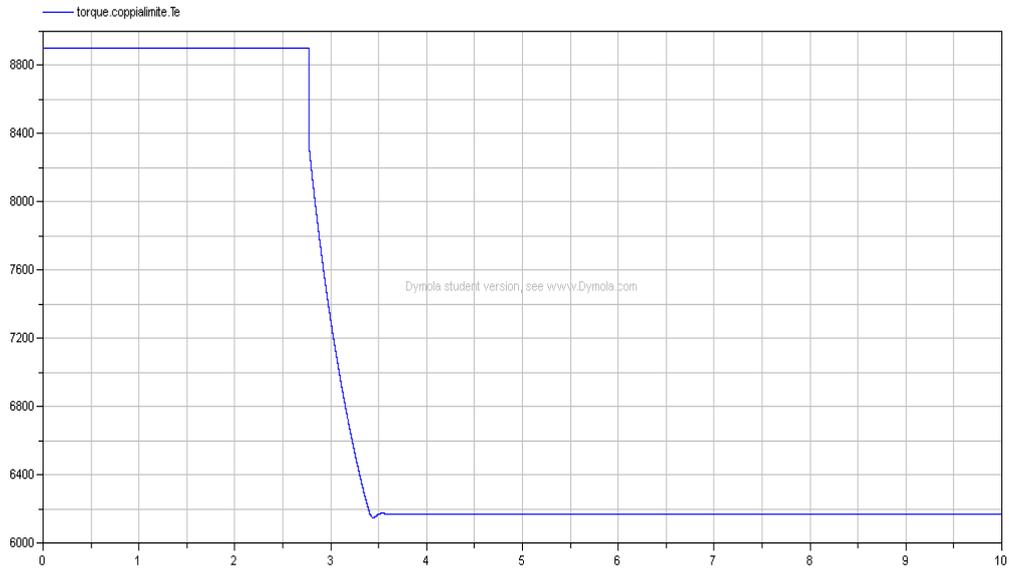


Figura 42: Coppia ammissibile

In uscita dal blocco si ha la  $C_{amm}$ , la massima coppia ammissibile riferita ad ogni velocità angolare del motore.

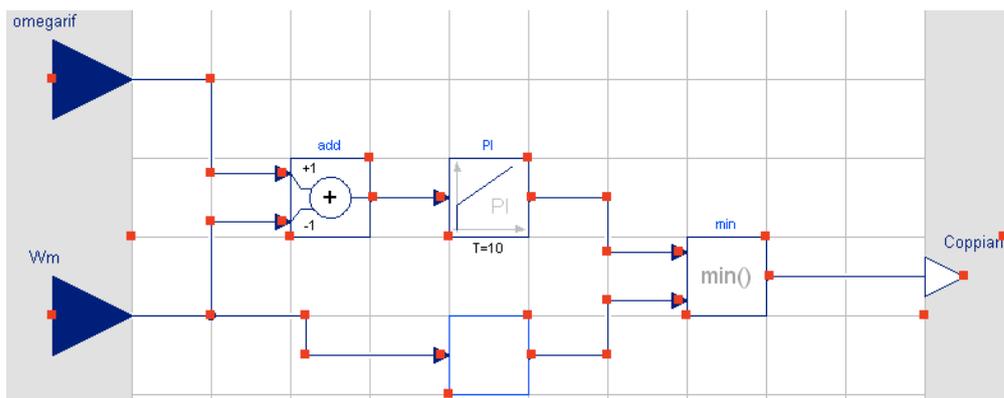


Figura 43: calcolo della Coppia di riferimento

Dal confronto tra  $C_{rif}^*$  e  $C_{amm}$  effettuato attraverso il blocco "min()" avente come input i due segnali di coppia e come

output il valore minimo tra i due input ad ogni istante della simulazione, si ottiene il valore della coppia di riferimento  $C_{rif}$  che andrà successivamente confrontato con il valore di coppia ottenuto tramite la stima eseguita dall'osservatore di coppia e di flusso.

Osservatore di Coppia e di Flusso:

partendo dalla terna di tensioni di alimentazione del motore  $U_A, U_B, U_C$  e le relative correnti  $I_A, I_B, I_C$ , misurate entrambe da opportuni sensori di tensione e corrente posti a valle dell'inverter, si ottengono le componenti diretta e in quadratura del vettore tensione di statore

$$\begin{cases} U_{sd} = \frac{2}{3} \left( U_A - \frac{1}{2} U_B - \frac{1}{2} U_C \right) \\ U_{sq} = \frac{U_B - U_C}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (5.2)$$

e del vettore corrente di statore

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{2}{3} \left( i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C \right) \\ i_{sq} = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (5.4)$$

Una volta nota la relazione tra flusso statorico, tensione e corrente, si possono calcolare le componenti diretta e in quadratura del vettore flusso statorico

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = \int (U_{sd} - R_s i_{sd}) dt \\ \Psi_{sq} = \int (U_{sq} - R_s i_{sq}) dt \end{cases} \quad (5.6)$$

Le grandezze calcolate fino a questo punto vengono ora utilizzate per la stima della coppia elettromagnetica emessa dal motore asincrono  $C_{est}$  e del modulo e della fase del vettore di flusso statorico  $|\Psi_s|, \angle(\Psi_s)$ .

Per quanto riguarda la coppia si utilizza la seguente espressione:

$$C_{mi} = \frac{3}{2} p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \quad (5.8)$$

in cui  $p$  indica il numero delle coppie polari del motore asincrono.

Per quanto riguarda invece il vettore di flusso statorico si utilizzano le seguenti relazioni rispettivamente per il calcolo del modulo e della fase:

$$\begin{cases} |\bar{\Psi}_s| = \sqrt{\Psi_{sd}^2 + \Psi_{sq}^2} & (5.9) \\ \angle(\bar{\Psi}_s) = \arctan\left(\frac{\Psi_{sq}}{\Psi_{sd}}\right) & (5.10) \end{cases}$$

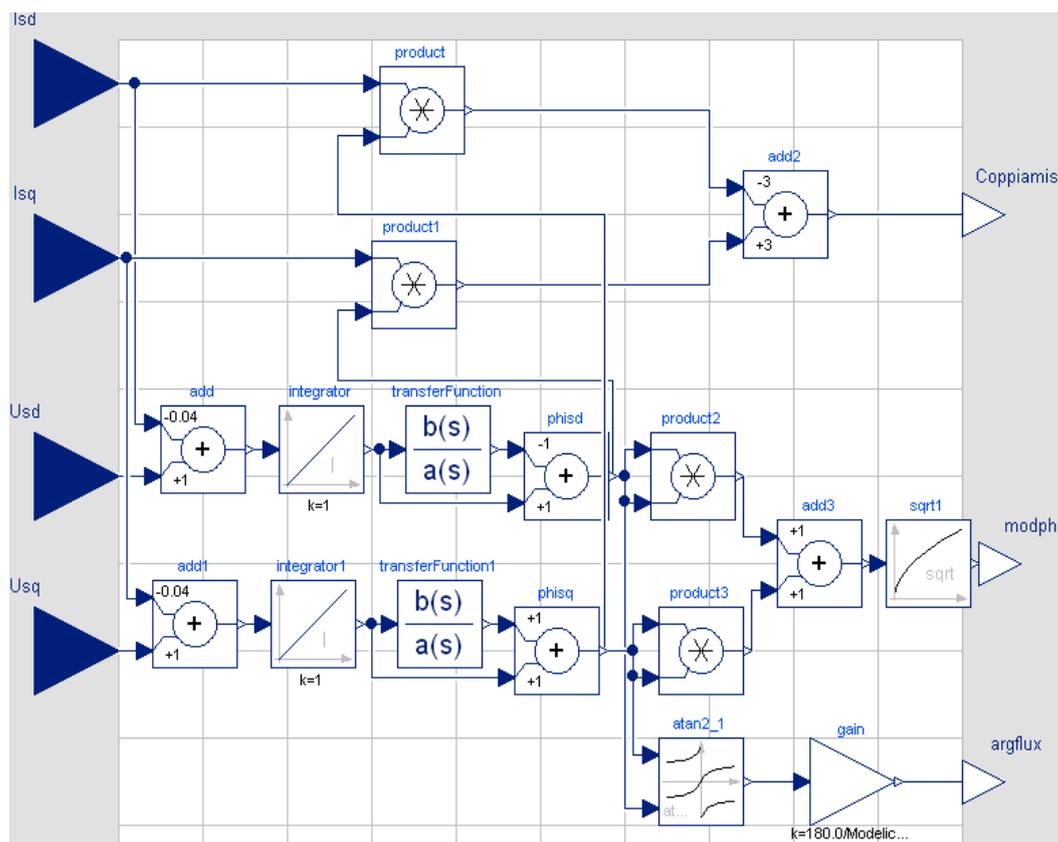


Figura 44: Osservatore di Coppia e di Flusso

Comparatore di Coppia:

si tratta di un comparatore a soglia, il quale ha come input  $C_{min}$  e  $C_{ref}$ , e come output l'errore di coppia  $\Delta C_{(k)}^*$ , rappresentato da una variabile binaria, avendo allo stesso tempo definito anche la banda di isteresi di coppia  $\Delta C$  calcolata come una percentuale del valore della coppia di riferimento:

- Se  $C_{min} < C_{ref} - \Delta C \rightarrow \Delta C_{(k)}^* = 1$
- Se  $C_{min} > C_{ref} + \Delta C \rightarrow \Delta C_{(k)}^* = 0$
- Se  $C_{ref} - \Delta C \leq C_{min} \leq C_{ref} + \Delta C \rightarrow \Delta C_{(k)}^* = \Delta C_{(k-1)}^*$

Comparatore di Flusso:

si tratta di un altro comparatore a soglia; viene innanzitutto definita esternamente al blocco una banda di isteresi, calcolata come percentuale del modulo del flusso di riferimento  $\Psi_{ref}$ , all'interno della quale deve stare il vettore flusso storico. Una volta nota tale banda  $\Delta\Psi$  si può passare al calcolo dell'errore del modulo di flusso storico, rappresentato anch'esso da una variabile binaria:

- Se  $|\overline{\Psi}_s| < \Psi_{ref} - \Delta\Psi \rightarrow \Delta\Psi_{(k)}^* = 1$
- Se  $|\overline{\Psi}_s| > \Psi_{ref} + \Delta\Psi \rightarrow \Delta\Psi_{(k)}^* = 0$
- Se  $\Psi_{ref} - \Delta\Psi \leq |\overline{\Psi}_s| \leq \Psi_{ref} + \Delta\Psi \rightarrow \Delta\Psi_{(k)}^* = \Delta\Psi_{(k-1)}^*$

Tabella di commutazione:

in ingresso si hanno tre input: errore di coppia  $\Delta C_{(k)}^*$ , errore del modulo di flusso storico  $\Delta\Psi_{(k)}^*$  e la fase del vettore flusso storico  $\angle(\Psi_s)$ . In base ai tre input e tramite l'implementazione di un algoritmo vengono definiti i segnali binari (0/1, corrispondenti rispettivamente allo stato di

interdizione e di conduzione) di comando dei gates dell'inverter ad ogni step della simulazione.

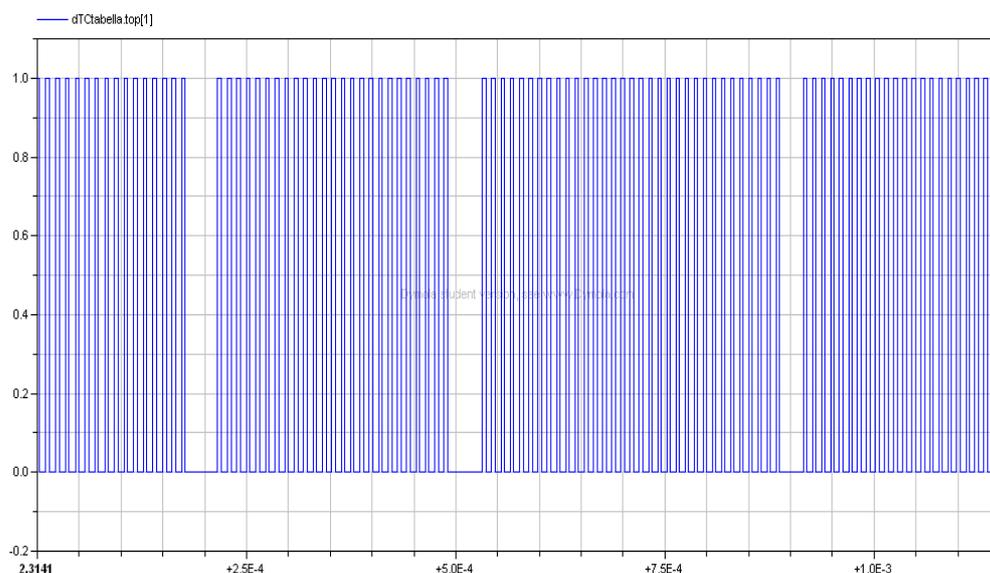


Figura 45: Segnale di comando di uno dei sei tasti dell'inverter

Nella Figura 45 viene mostrato la forma d'onda di uno dei segnali, in uscita dalla tabella di commutazione, che vanno a comandare i sei tasti dell'inverter, determinando lo stato di conduzione di interdizione.

Inverter a due livelli:

si tratta di un inverter trifase, alimentato da un generatore di tensione in continua, che rappresenta il bus in continua a valle del raddrizzatore nello schema reale, in cui sono presenti sei interruttori, ognuno dei quali è stato schematizzato tramite un tiristore e il reciproco diodo di ricircolo collegato in antiparallelo. Tre interruttori costituiscono il ponte superiore, tre interruttori invece costituiscono il ponte inferiore. Vengono individuate 3 gambe dell'inverter, costituite ognuna da un interruttore del ponte superiore e un interruttore del ponte inferiore. I due

interruttori presenti sulla stessa gamba sono collegati tra loro mediante una porta logica "not"; per questo motivo quando un interruttore si trova in stato di conduzione, l'altro deve essere configurato nello stato di interdizione, e viceversa. In uscita dall'inverter si ha la terna di tensioni di alimentazione del motore asincrono.

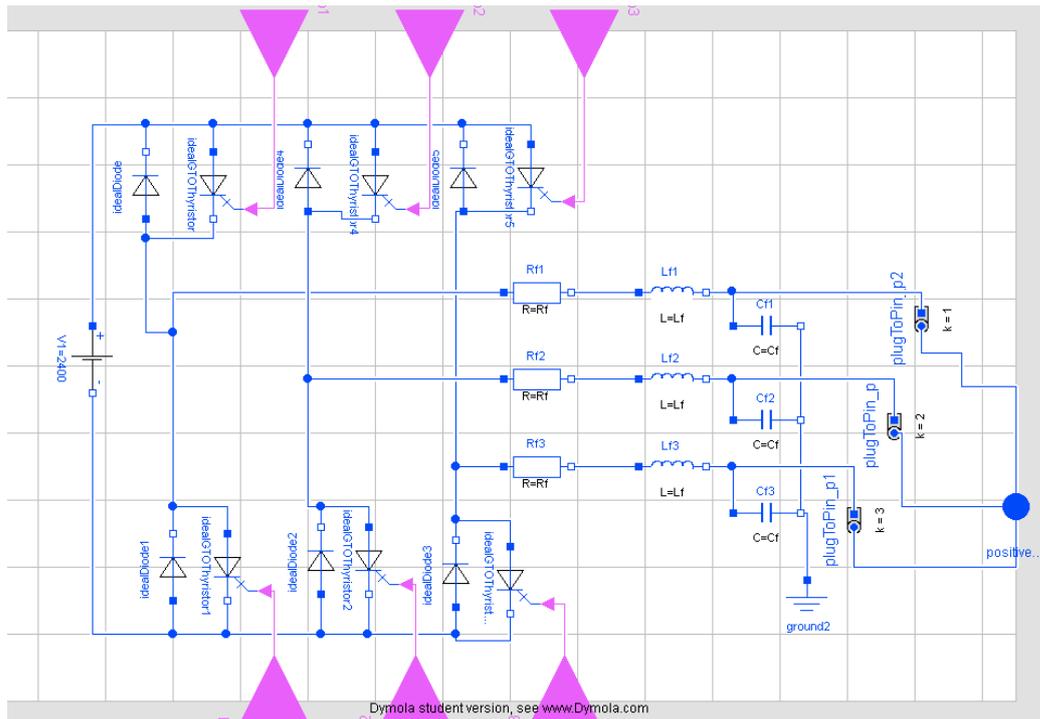


Figure 46: Implementazione Inverter trifase su Dymola

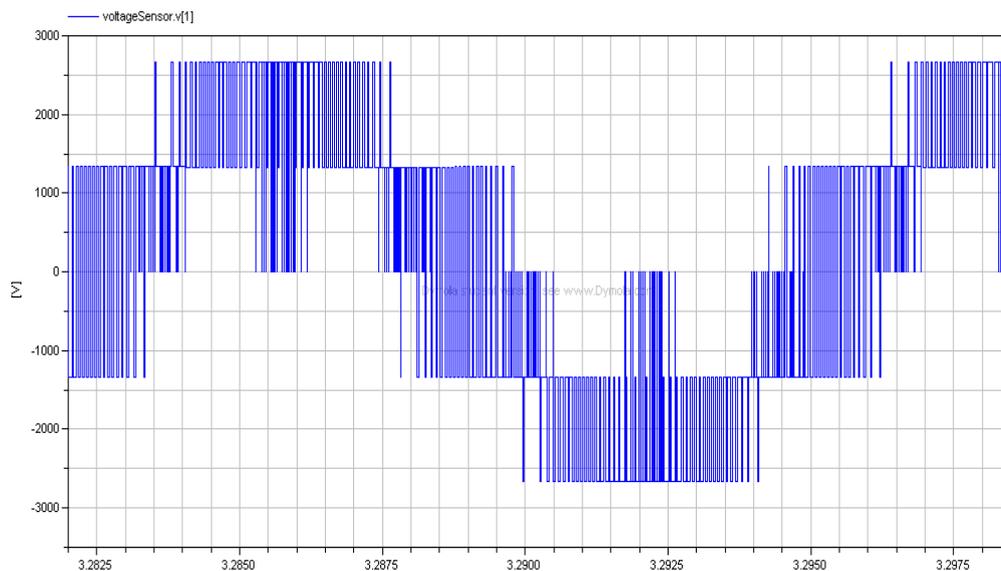


Figura 47: Tensione di fase

Nella Figura 46 viene mostrato lo schema realizzativo dell'inverter, in cui si possono distinguere le 3 gambe, le porte di input per il comando dei gates e la porta di output per la tensione di alimentazione, il cui andamento (una delle tre tensioni di fase) viene mostrato nella Figura 47.

Motore di trazione:

si tratta di un motore asincrono trifase della tipologia "squirrel cage" (a gabbia di scoiattolo), schematizzato mediante l'utilizzo di un blocco preesistente all'interno della libreria del software Dymola, al quale sono stati assegnati i seguenti dati di targa:

- Potenza nominale: 1.560 MW
- Tensione di alimentazione: 6000 V
- Corrente: 421.2 A
- Velocità nominale del motore: 1786 giri/min
- Coppia nominale: 8900 Nm
- Resistenza statorica: 0.029  $\Omega$
- Resistenza rotorica: 0.022  $\Omega$
- Induttanza statorica: 0.000719 H
- Induttanza rotorica: 0.000719 H
- Mutua induttanza statore-rotore: H
- Coppie polari: 2
- Momento d'inerzia del motore: 63.87 kgm<sup>2</sup>

## Capitolo 6: Simulazioni e analisi dei risultati

Dopo aver ultimato il modello sono state pianificate determinate prove sperimentali sia per la verifica del corretto funzionamento dell'intero modello, sia per lo studio del comportamento del sistema in determinate condizioni di lavoro.

### 6.1 - 1° prova

La prima prova è stata eseguita imponendo una determinata rampa di velocità angolare di riferimento come input del modello.

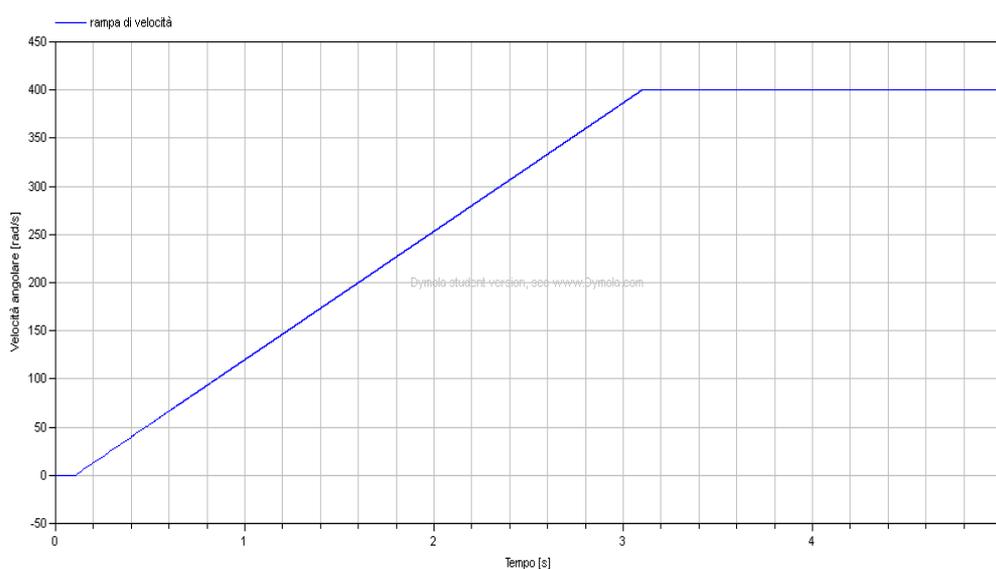


Figura 48: Rampa di velocità di riferimento

Come si può notare dalla Figura 48, la velocità di riferimento parte da valore nullo, cresce con una certa pendenza e andamento lineare fino al raggiungimento del valore di 400 rad/s in un tempo di 3,1 secondi, e rimane costante fino alla conclusione della simulazione. La conseguenza di ciò è il

seguinte andamento della velocità angolare del motore mostrato nella Figura 49.

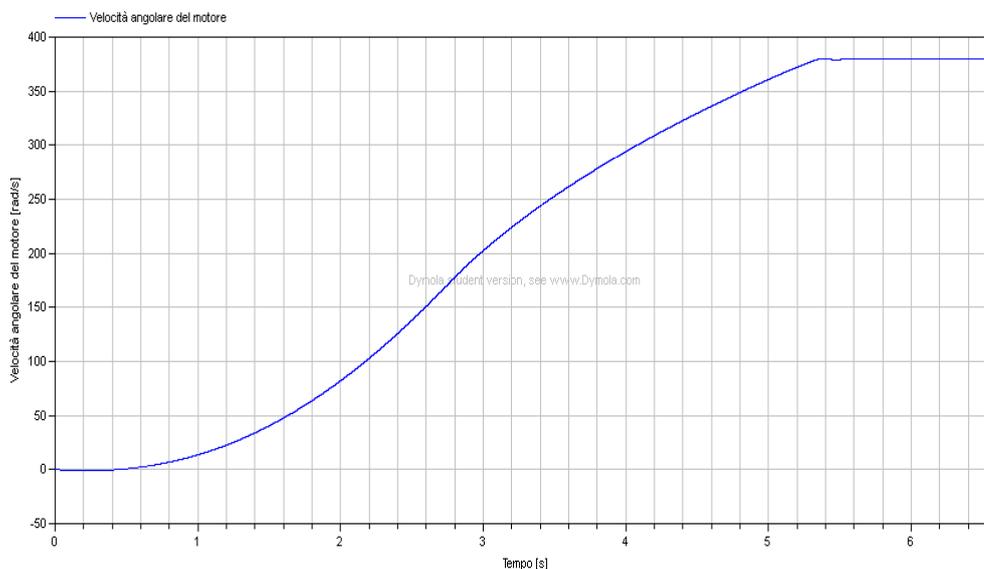


Figura 49: Velocità angolare del motore

Anch'essa ha un andamento crescente, ma non lineare come quello della velocità di riferimento. Si può notare come arrivi a una condizione di regime dopo 5,15 secondi, con la velocità di riferimento già stabilizzata su un valore costante. Si è deciso di utilizzare questa simulazione per testare la corretta implementazione del modello, scegliendo di visualizzare l'andamento del flusso concatenato di statore sul piano di Park (assi d-q), facendo variare di simulazione in simulazione il valore della banda di isteresi relativa al controllore del flusso. Si è partiti da un valore della banda pari al 5% del modulo del flusso nominale, fino ad arrivare a un valore pari allo 0,5% del flusso nominale, utilizzando una serie di step intermedi, con lo scopo di evidenziare le differenze passo dopo passo.

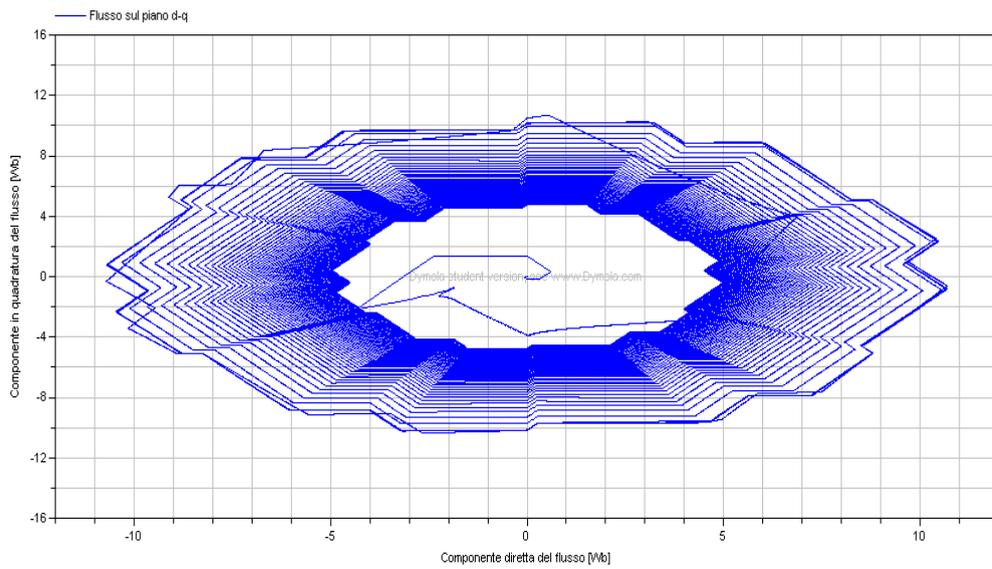


Figura 50: Flusso sul piano d-q - Banda 5%

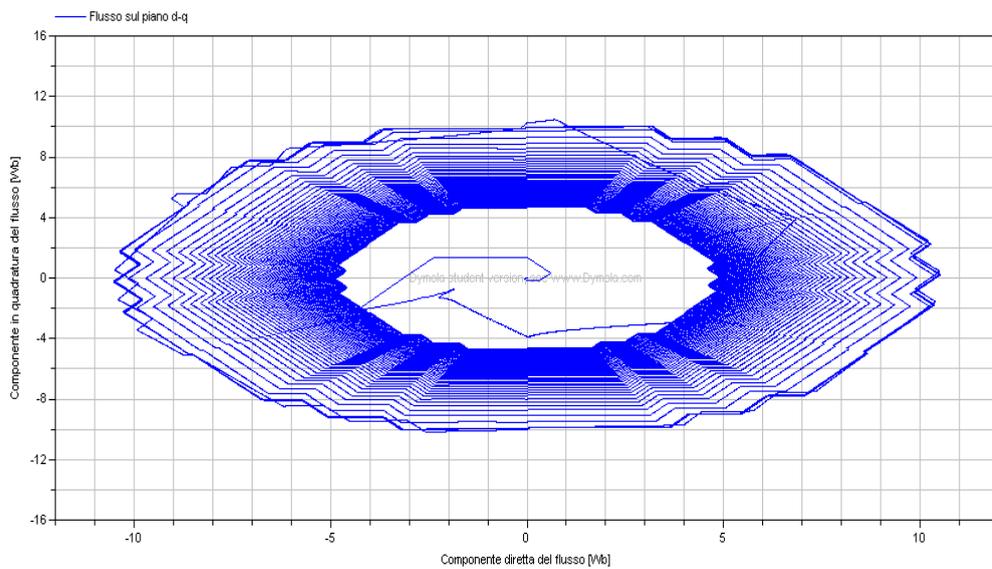


Figura 51: Flusso sul piano d-q - Banda 3%

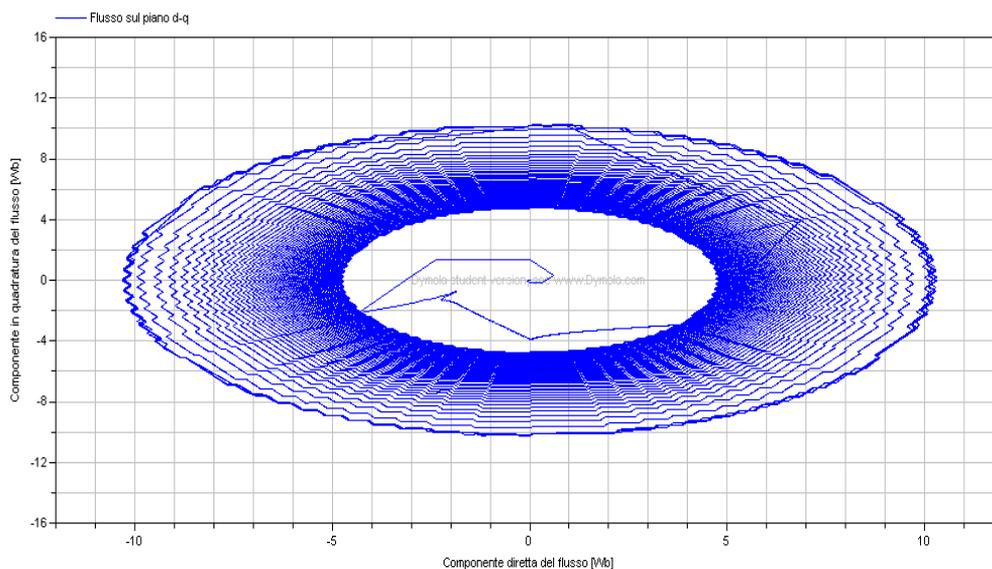


Figura 52: Flusso sul piano d-q - Banda 1%

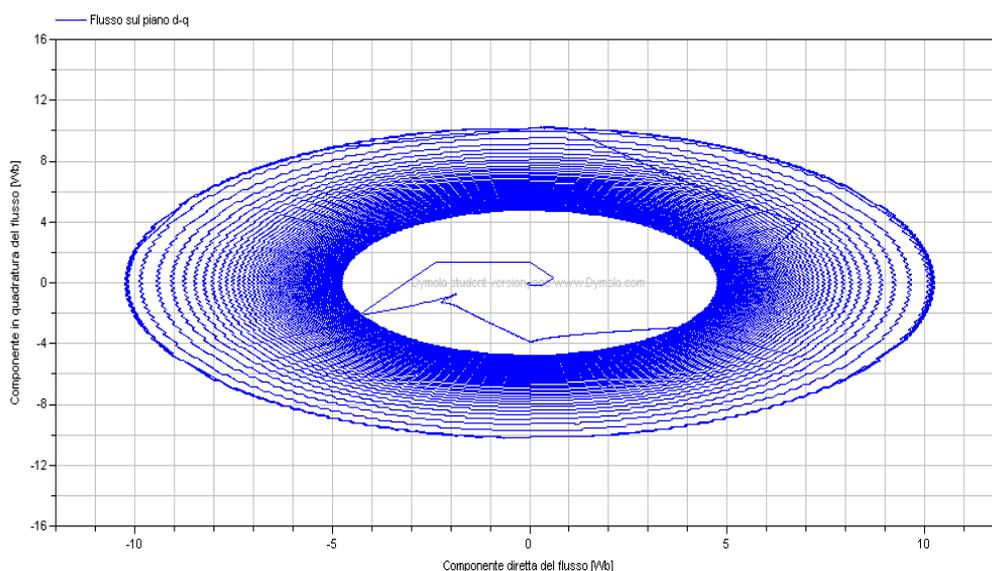


Figura 53: Flusso sul piano d-q - Banda 0.5%

Si può innanzitutto notare che la macchina funzioni correttamente all'interno dell'intero range di velocità analizzato. Difatti risalta dalle figure la separazione tra le tre condizioni di funzionamento: macchina a pieno flusso, de flussaggio della macchina e funzionamento a regime. Infatti, nei primi istanti della prova, e cioè nel primo tratto in cui la velocità di riferimento è inferiore alla velocità nominale del

motore, il flusso risulta esser pari al proprio valore nominale; nel secondo tratto in cui la velocità di riferimento risulta compresa tra la velocità nominale e la velocità massima, si nota una diminuzione del flusso dal valore nominale fino al valore minimo; infine il flusso viene mantenuto costante e pari al valore minimo dall'istante in cui il motore raggiunge le condizioni di funzionamento di regime.

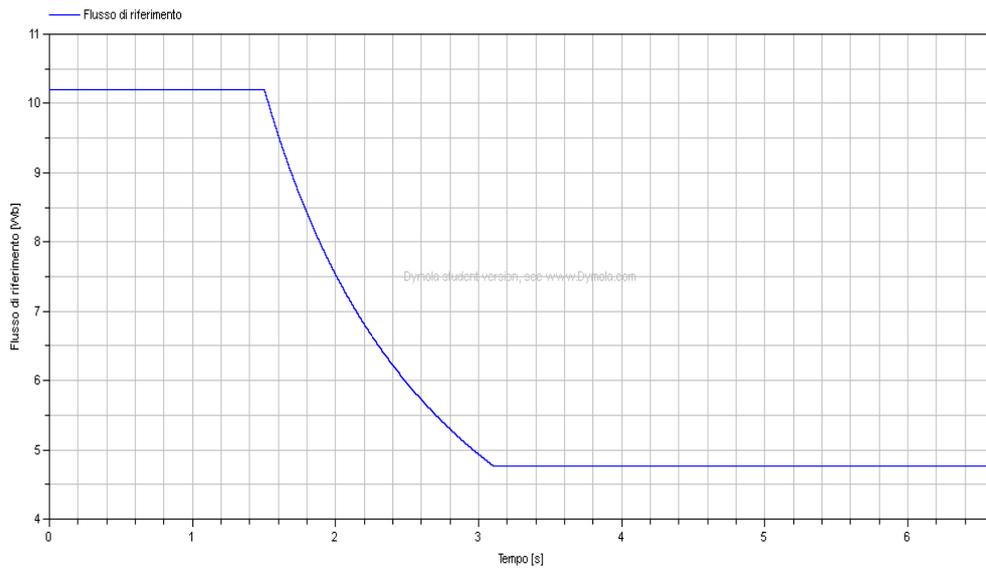


Figura 54: Flusso di riferimento

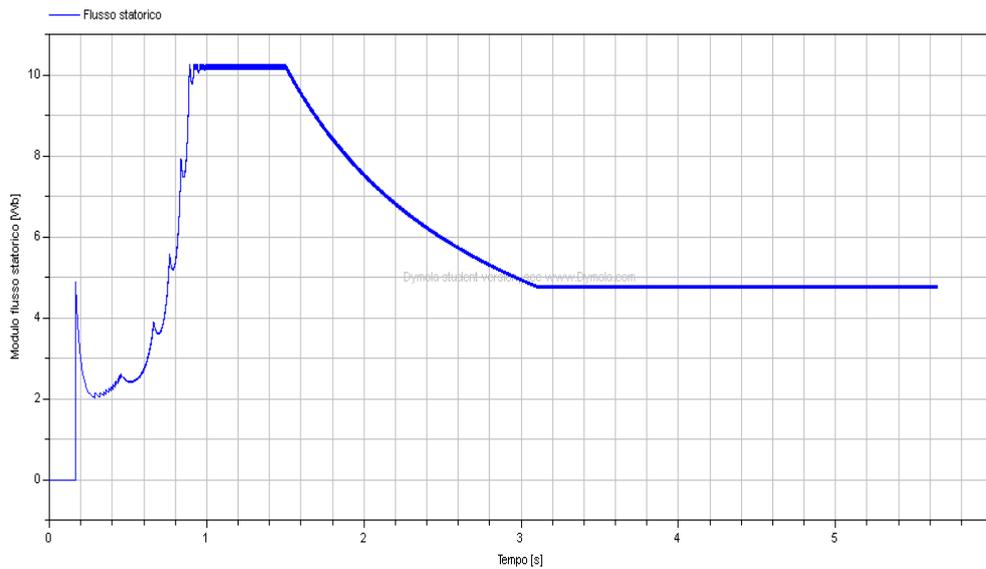


Figura 55: Modulo del flusso statorico calcolato dall'osservatore

In Figura 54 viene mostrato l'andamento del flusso di riferimento risultante dall'applicazione della velocità di riferimento mostrata nella Figura 48, mentre in Figura 55 è visualizzato l'andamento del modulo del flusso stimato dall'osservatore di coppia e di flusso.

Dalla Figura 54 risalta la netta distinzione delle tre condizioni di funzionamento citate precedentemente.

Analizzando invece la Figura 55 si può facilmente notare come, escludendo i primi istanti della prova riguardanti l'avviamento del motore, il flusso stimato dall'osservatore segua fedelmente l'andamento del flusso di riferimento, oscillando attorno al valore di 10,2 Wb, con un'ampiezza di oscillazione pari alla banda di isteresi scelta per il controllore, per tutto il range di velocità inferiori alla velocità nominale, e stabilizzandosi al conseguente valore di regime una volta raggiunte le condizioni di velocità massima da parte dell'input della velocità di riferimento.

Va precisato che la banda di isteresi è stata calcolata come una percentuale del flusso di riferimento, che in questo caso è pari a 10,2 Wb.

Andando ad analizzare i risultati, si evince come col diminuire dell'ampiezza della banda aumenti la precisione del controllo. Con una banda del 5% si può notare che l'andamento del flusso sul piano di Park è quello di una spezzata; andamento che si verifica anche con una banda pari al 3%. Considerando invece l'andamento del flusso nel caso di banda all'1% o allo 0,5%, si può vedere come ci sia un avvicinamento sempre più delineato a una circonferenza, condizione limite verso la quale si tende. Nonostante si noti un aumento della precisione del controllo con la diminuzione della banda, va detto che si ha un aumento allo stesso tempo anche della complessità computazionale del controllo

stesso poiché, diminuendo proprio la banda di isteresi all'interno della quale deve stare il vettore flusso concatenato di statore, aumenta il numero delle commutazioni stabilite dalla tabella di comando DTC che va ad azionare i gates dell'inverter.

## 6.2 – 2° prova

Per la seconda simulazione si è deciso di modificare l'input della velocità di riferimento rispetto alla prima prova, costituito questa volta da un gradino di velocità di ampiezza pari alla velocità nominale e di durata pari a quattro secondi, seguito da un annullamento istantaneo della velocità e un proseguo della prova con velocità nulla per ulteriori sei secondi. Il gradino di velocità è mostrato nella Figura 56 seguente.

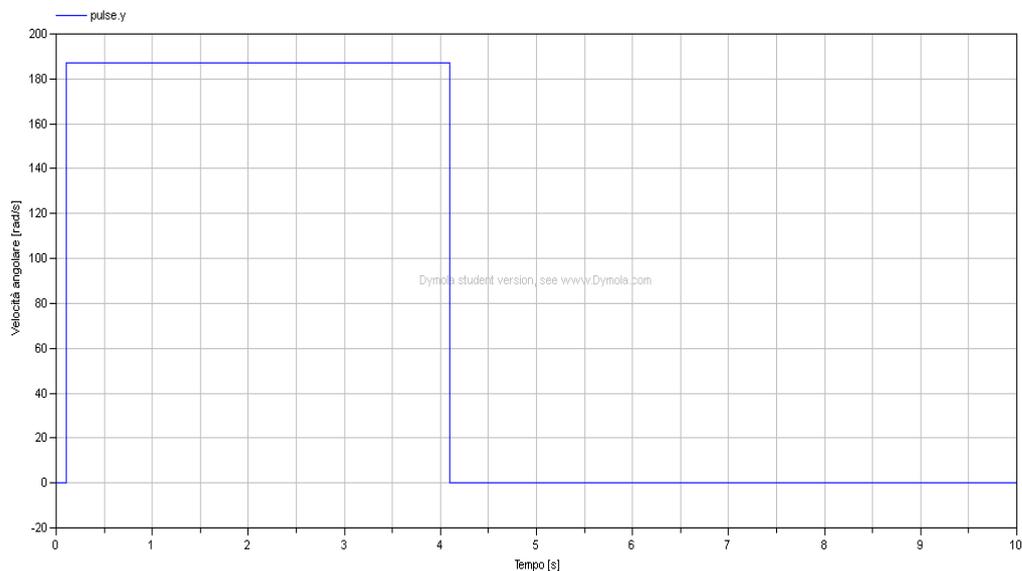


Figura 56: Gradino di velocità

Ne consegue il seguente andamento della velocità di rotazione del motore mostrato nella Figura 57

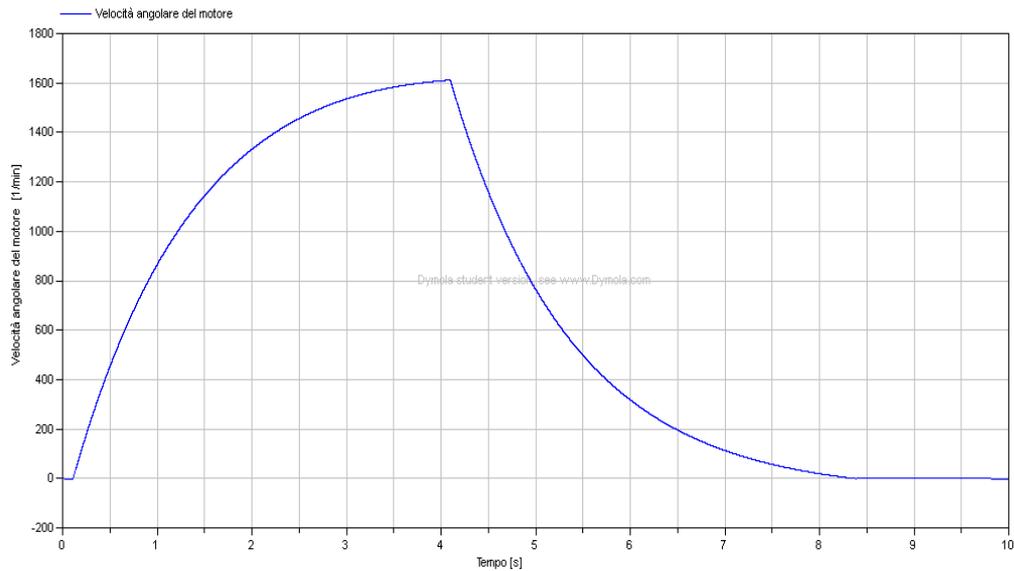


Figura 57: Velocità di rotazione del motore

Come si può notare dalla figura 57, la velocità di rotazione ha un andamento crescente lungo l'intera durata del gradino; a partire dall'istante in cui termina il gradino, istante in cui la velocità di riferimento viene posta pari a zero, e fino alla conclusione della simulazione, la velocità di rotazione del motore mantiene un andamento decrescente fino al raggiungimento del valore nullo.

La coppia resistente risultante viene mostrata nella Figura 58

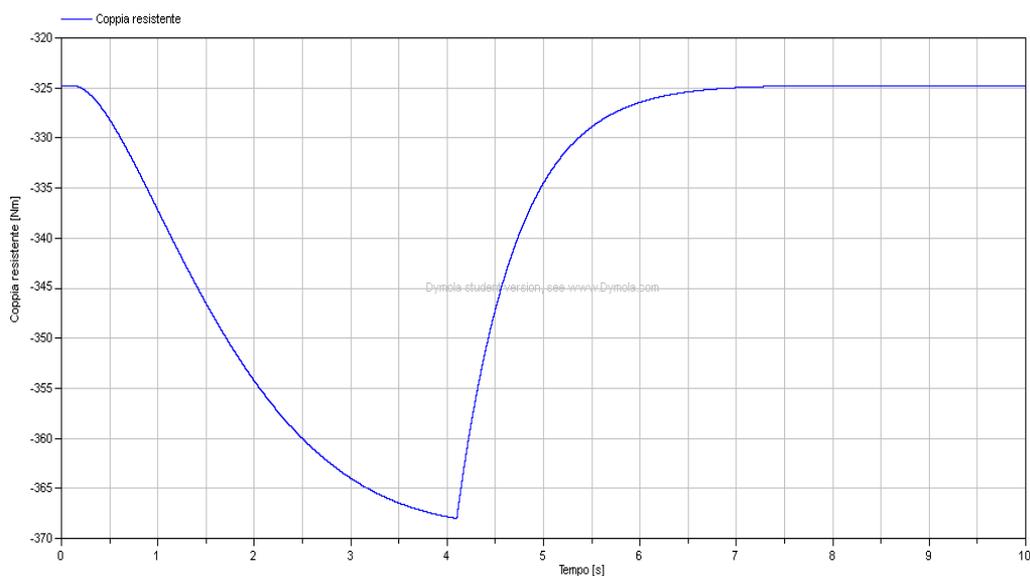


Figura 58: Coppia resistente

Risulta crescente per tutta la durata del gradino di velocità, e decrescente nel proseguo della simulazione con velocità di riferimento nulla e velocità del motore decrescente. A regime si mantiene costante e pari al proprio valore assunto a velocità nulla. Ricordiamo che la resistenza totale al moto di avanzamento del convoglio, da cui si ottiene successivamente la coppia resistente, è data dalla seguente espressione:

$$R_T = R_0 + k_1V + k_2V^2 \quad (6.1)$$

dove  $k_1$  e  $k_2$  sono opportuni coefficienti, e  $V$  rappresenta la velocità di avanzamento del convoglio.

La coppia elettromagnetica sviluppata dal motore durante lo svolgimento della simulazione è mostrato nella Figura 59:

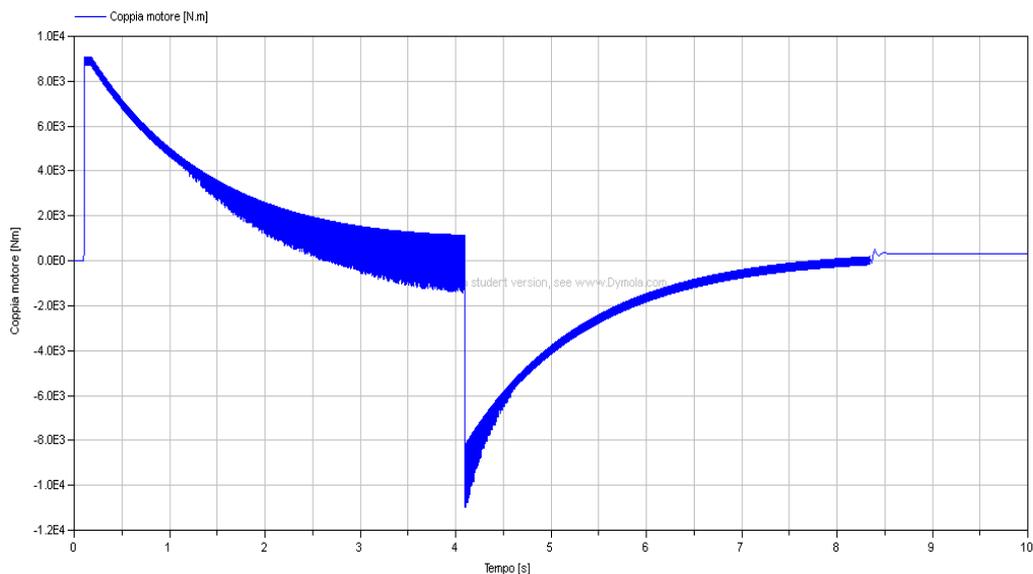


Figura 59: Coppia motrice

Analizzando l'andamento mostrato in Figura 59, si può notare come allo spunto la coppia sia pari alla coppia nominale del motore e segua un andamento decrescente per tutta la durata dell'impulso. Al termine del gradino, non appena la velocità di riferimento assume il valore nullo, la

coppia elettromagnetica si inverte di segno poiché la velocità di rotazione del motore ha modificato il proprio andamento da crescente a decrescente, il che sta a identificare il rallentamento del convoglio. La coppia motrice mantiene un andamento decrescente per la restante parte della prova, arrivando a regime ad avere un valore pari a  $Cr_0$ , quindi eguaglia ed equilibra perfettamente la coppia resistente che si ha in condizioni di regime.

### 6.3 – 3° prova

Per la terza prova si è deciso di andare ad analizzare il comportamento del sistema nel caso in cui il convoglio si trovi ad affrontare un tratto in salita, caratterizzato da una determinata percentuale di inclinazione rispetto ad un tratto rettilineo ed in piano. Tale situazione è stata ottenuta facendo variare la coppia resistente al moto, introducendo all'interno della 6.1, riguardante la resistenza totale al moto, un termine proporzionale alla pendenza del tracciato. Sono state messe a confronto tre situazioni differenti caratterizzate da tre valori di inclinazione del tracciato, rispettivamente pari al 4‰, 8‰ e 12‰. Quest'ultimo valore è stato scelto poiché individua proprio la massima pendenza che si incontra lungo il tracciato della Direttissima Roma-Firenze.

Si è deciso di andare a effettuare il confronto tra la coppia resistente, la coppia elettromagnetica e la velocità angolare del motore nei tre casi.

### 1) Pendenza del 4‰

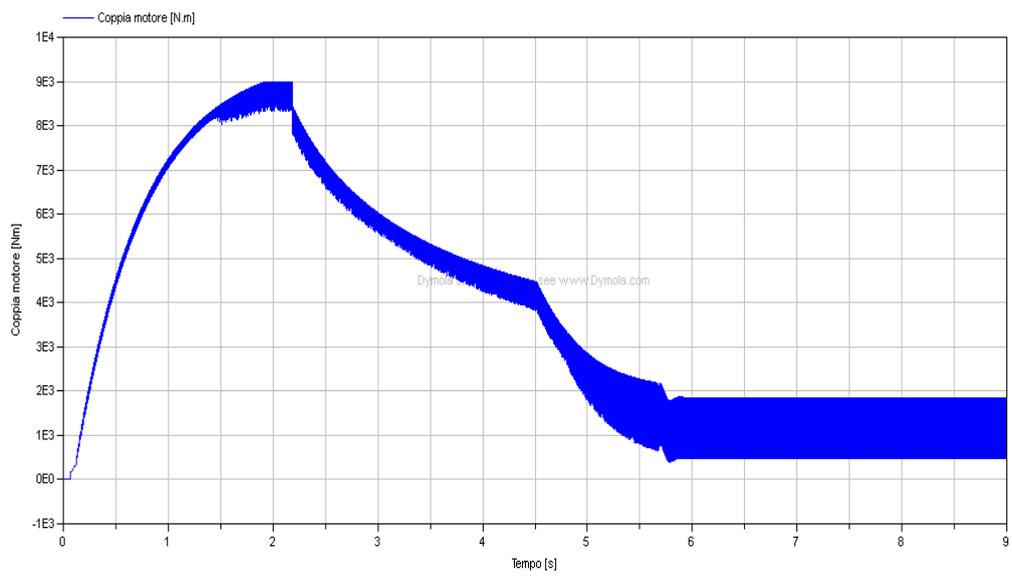


Figura 60: Coppia motore con pendenza del 4‰

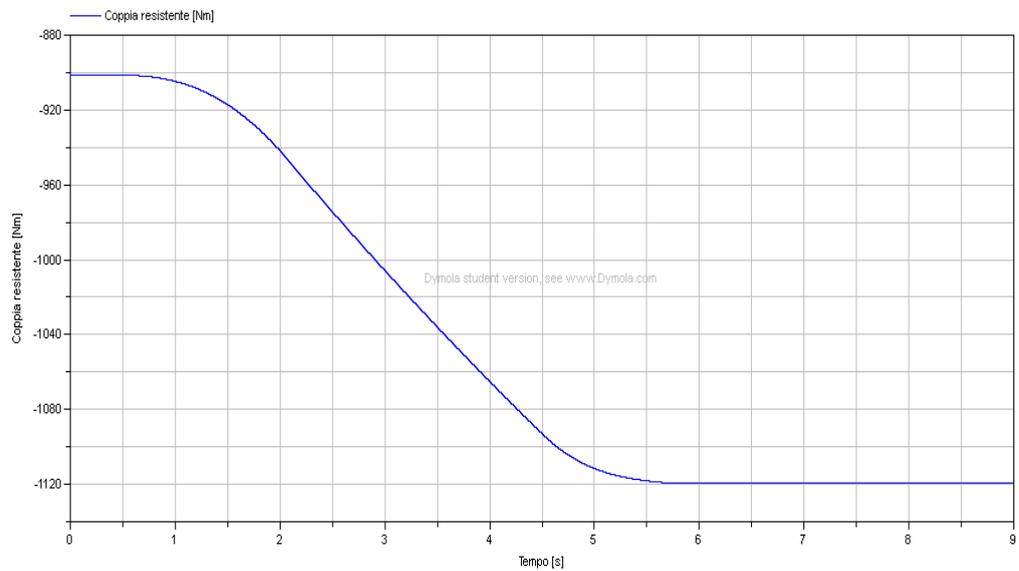


Figura 61: Coppia resistente con pendenza del 4‰

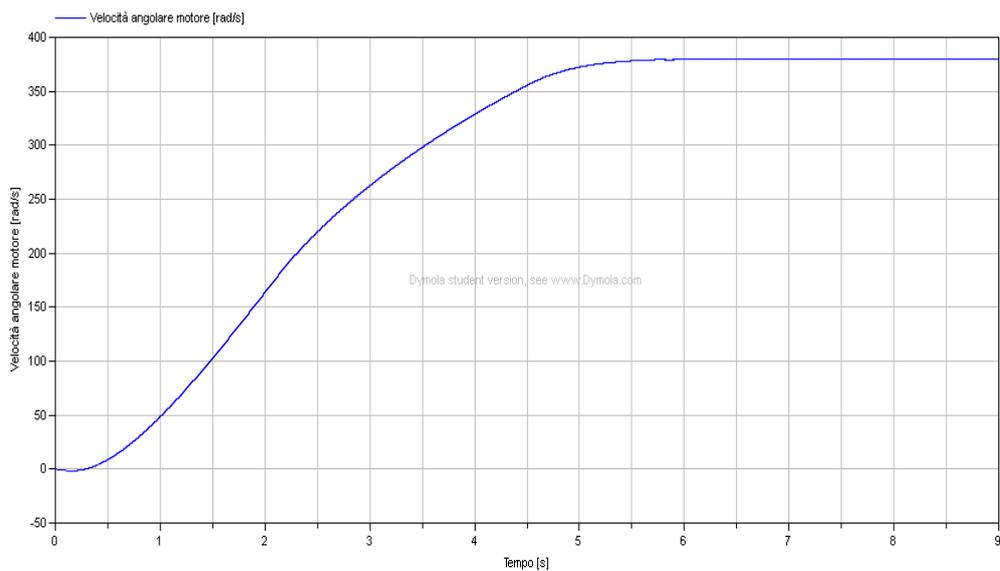


Figura 62: Velocità angolare del motore con pendenza del 4‰

2) Pendenza del 8‰

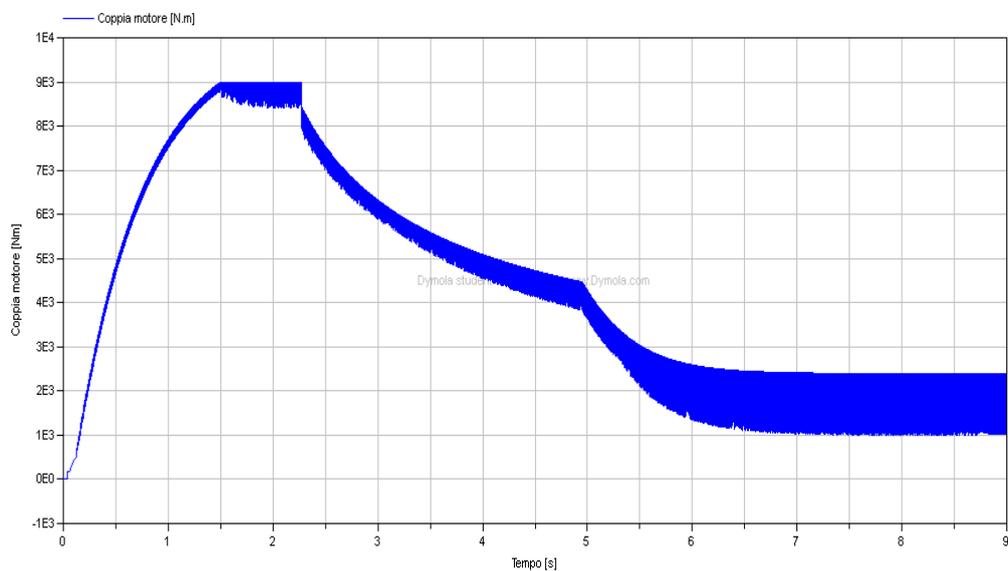


Figura 63: Coppia motore con pendenza del 8‰

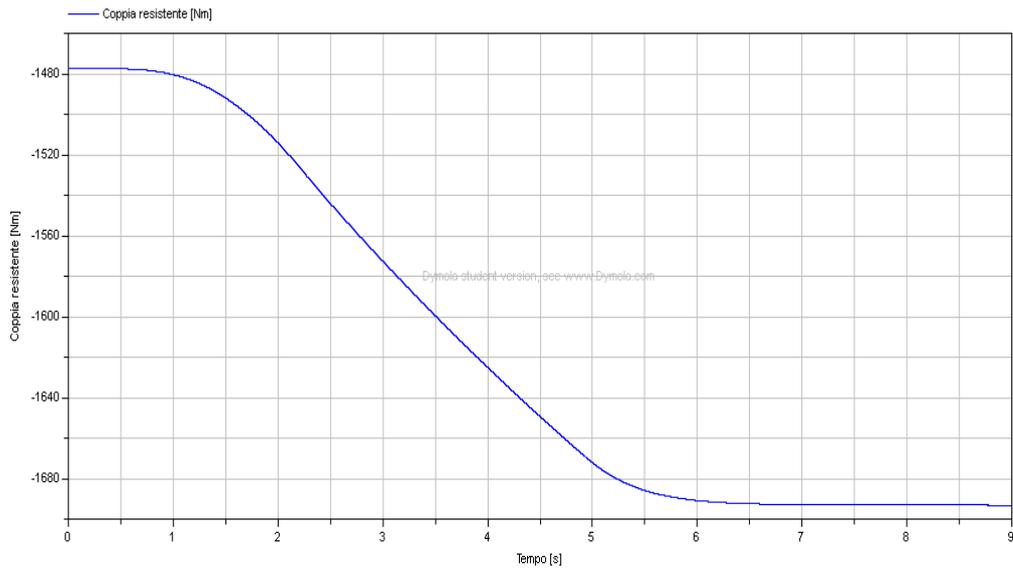


Figura 64: Coppia resistente con pendenza del 8‰

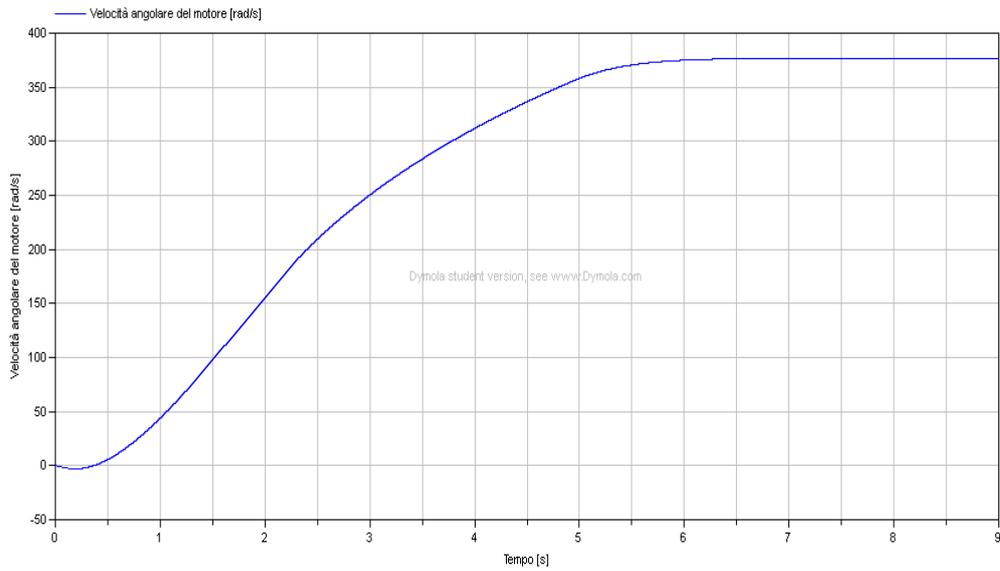


Figure 65: Velocità angolare del motore con pendenza del 8‰

### 3) Pendenza del 12‰

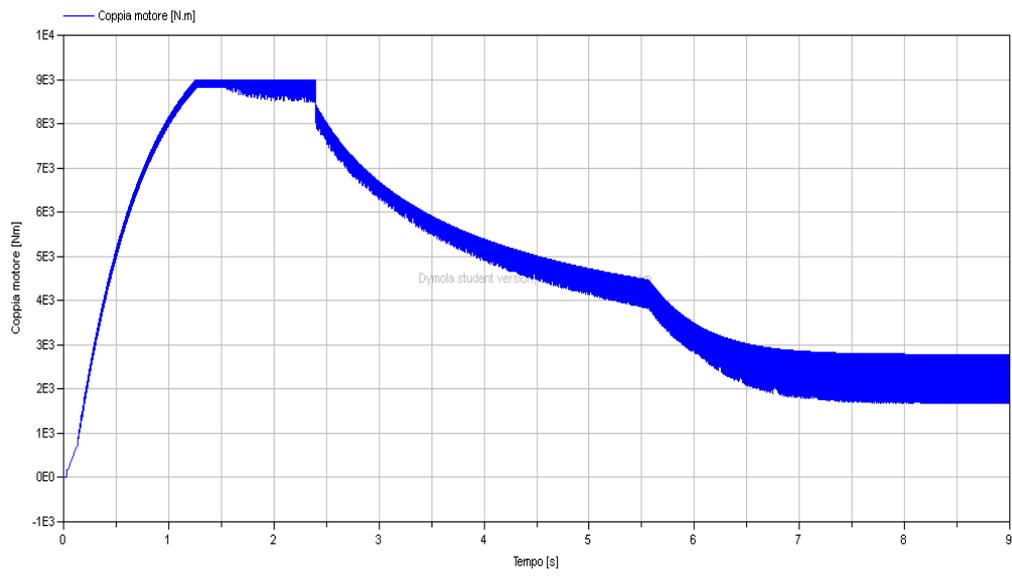


Figura 66: Coppia motore con pendenza del 12‰

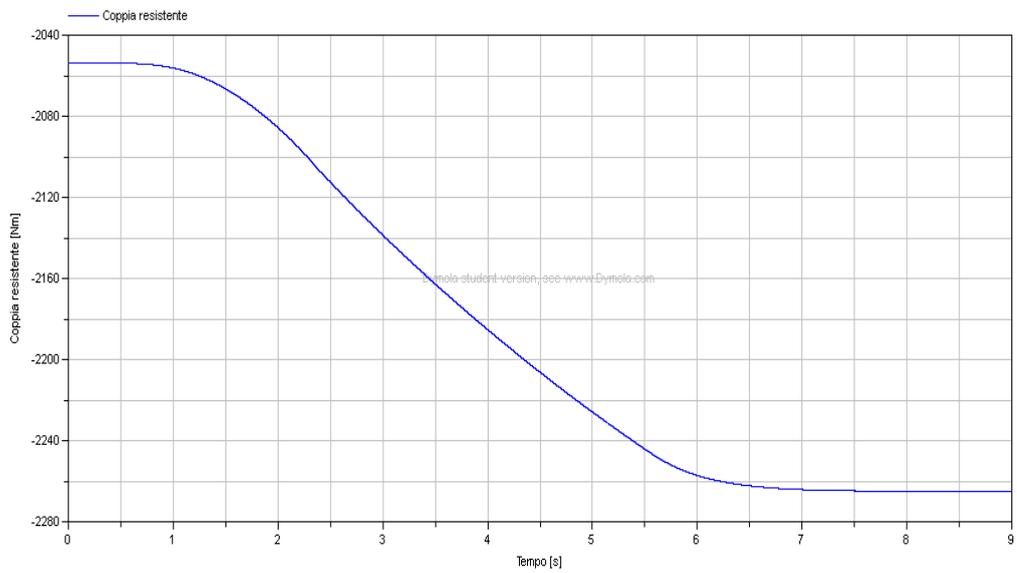


Figura 67: Coppia resistente con pendenza del 12‰

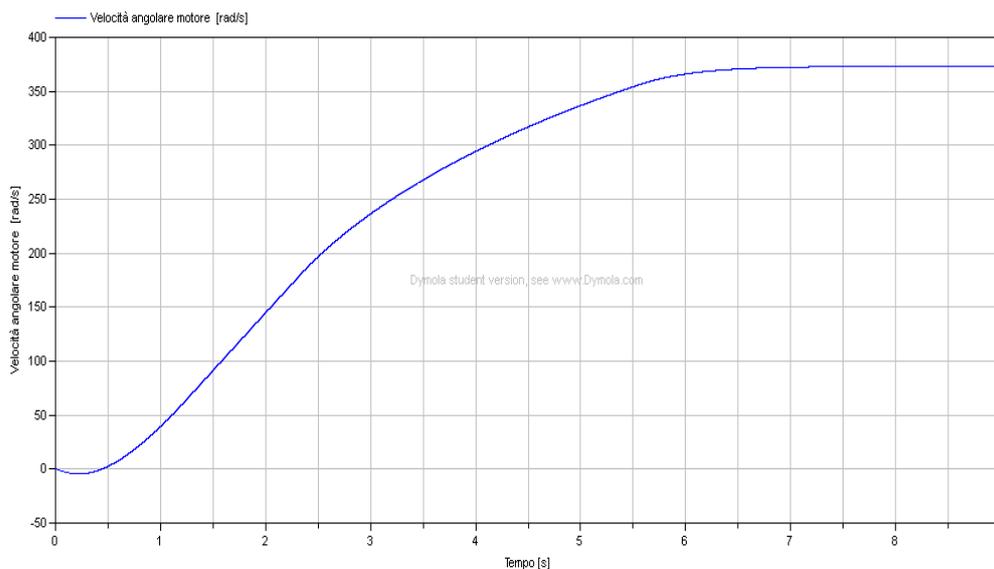


Figura 68: Velocità angolare del motore con pendenza del 12%<sub>0</sub>

Andando ad analizzare i grafici riportati dalla Figura 60 alla figura 68, si possono effettuare i confronti tra le tre coppie motrici, le tre coppie resistenti e le tre velocità angolari del motore corrispondenti ognuna alle varie pendenze considerate all'interno della campagna prove.

Per quanto riguarda la coppia resistente si vede come al crescere della pendenza anch'essa subisca un incremento.

Per quanto riguarda la velocità angolare si può notare che al variare della pendenza del tracciato, nonostante le condizioni di regime siano caratterizzate da un valore di velocità angolare simile nelle tre prove, vari soprattutto il tempo impiegato dal motore per raggiungere le condizioni di regime. All'aumentare dell'inclinazione aumenta il tempo necessario per il raggiungimento delle condizioni di regime rispetto alla situazione di moto rettilineo piano.

Per quanto riguarda la coppia elettromagnetica trasmessa dal motore si può fare un discorso analogo alle altre due grandezze analizzate precedentemente. Si nota infatti come

al crescere della pendenza si abbia un incremento della coppia trasmessa dal motore, poiché allo stesso tempo si ha una maggiore coppia resistente che si oppone al moto. Inoltre si può notare come vari tra le tre prove il valore della coppia elettromagnetica in condizioni di regime sempre a causa della diversa coppia resistente. A regime la macchina si trova a erogare una coppia motrice di valore pari alla coppia resistente; quindi al variare della coppia resistente si nota una variazione della coppia elettromagnetica a regime.

## Conclusioni

In questo lavoro di tesi ci si è focalizzati principalmente sull'analisi dell'elettromotrice E404 dell'ETR500. Dopo una prima breve introduzione riguardante le caratteristiche generali del treno, si è passati alla descrizione delle componenti fondamentali che costituiscono il sistema elettrico a bordo della locomotiva, andando quindi a distinguere le tre possibili configurazioni del sistema in base alla tipologia di alimentazione presente sulla linea. In questo caso si è deciso di approfondire l'analisi sul sistema configurato con alimentazione a 25 kV ca. Per quanto riguarda invece i motori di trazione, asincroni con rotore a gabbia di scoiattolo, è stata scelta come tipologia di controllo il DTC. Dapprima è stata eseguito uno studio riguardante tale tecnica di controllo; successivamente è stato implementato un modello dell'intero sistema elettrico tramite il software Dymola in linguaggio Modelica.

Come ultimo step sono state effettuate una serie di simulazioni, i cui risultati sono stati sottoposti ad un'analisi critica. Si nota innanzitutto come il sistema implementato funzioni correttamente all'interno dell'intero range di velocità consentite dalle specifiche tecniche riguardanti l'azionamento di trazione. Inoltre spicca notevolmente l'importanza delle bande di isteresi riguardanti i controllori di coppia e di flusso: al diminuire di entrambe le bande, si ha un notevole miglioramento dell'andamento di coppia e flusso, con una netta riduzione del ripple; allo stesso tempo si ha però un aumento del numero di commutazioni dell'inverter, quindi un incremento dal punto di vista computazionale del calcolo.

Per quanto riguarda la coppia elettromagnetica sviluppata dal motore si è potuto vedere come al variare della coppia di carico, ottenuta mediante l'espressione della resistenza al moto del convoglio, anch'essa subisca una variazione: all'aumentare della coppia di carico infatti si nota un aumento della richiesta di coppia da parte della macchina e una difficoltà maggiore, che si traduce in un intervallo di tempo maggiore, nel raggiungere le condizioni di regime.

Analizzando le condizioni di regime in cui si stabilizza la macchina, si può notare che la coppia elettromagnetica tende ad assumere un andamento sinusoidale con valor medio pari al valore della coppia di carico a regime, confermando quindi la bontà del modello nelle simulazioni.

In conclusione, dal lavoro svolto risulta confermata la qualità del controllo DTC del motore asincrono, nonostante un notevole ripple di coppia; è possibile affermare che Dymola è un buon software per l'implementazione e la simulazione di sistemi elettromeccanici, e che quindi costituisce una valida alternativa a software più conosciuti e spesso utilizzati per questo tipo di analisi. Non essendo stato effettuato un confronto tra i risultati ottenuti tramite Dymola e risultati ottenuti tramite altri software, non è possibile affermare quale sia il migliore in assoluto.

## Ringraziamenti

Son passati quasi tre anni dall'inizio di questa nuova esperienza, e nonostante non siano stati semplici, il traguardo è proprio lì davanti.

Il primo GRAZIE va a Frank, Vittoria e Anna, meglio noti come Papà, Mamma e Sorella, pilastro fondamentale su cui tutto è stato costruito con la certezza di non poter fallire.

Ringrazio vivamente i miei relatori, Prof. Sani, Prof. Ceraolo, Prof. Marongiu e Ing. Serpi, i quali mi hanno guidato lungo questo lavoro di tesi.

Un Grazie risulta doveroso anche nei confronti degli amici: da quelli vecchi a quelli nuovi, da quelli persi a quelli ritrovati, da quelli isolani a quelli della terra ferma, dai colleghi ai compagni di squadra, dai bed and breakfast casalinghi ai coinquilini, dai compagni di squadra ai compagni di uscita...

Grazie a tutti... quest'esperienza si conclude qui, con la speranza di iniziarne una nuova nel più breve tempo possibile.

Vorrei concludere così:

... "chi lascia la strada vecchia per la nuova, sa quel che lascia ma non sa quel che trova" ...

## Bibliografia

- 1) - Slides su Motore Asincrono Trifase e Controllo Vettoriale DTC Prof. Luca Sani [http://webm.dsea.unipi.it/Portale\\_DSEA/Members/saniw/](http://webm.dsea.unipi.it/Portale_DSEA/Members/saniw/)
- 2) - G. Casella "Azionamento di propulsione del treno ETR500 Politenzione" Tesi di laurea A.A. 2001/2002
- 3) - Appunti sul Motore Asincrono e Controllo Vettoriale DTC Prof. Lucio Taponecco
- 4) - Rizzo S. "Funzionamento in configurazione alternata de- ll'azionamento dell'ETR500 - Il convertitore 4Q" - Ingegneria Ferroviaria - Luglio/Agosto 2009
- 5) - Policicchio F. "Lineamenti di infrastrutture ferroviarie" - Firenze University Press 2007
- 6) - "Elettrotreno ETR500\PLT: Manuale di manutenzione e riparazione di 1°livello. Volume MR1-6azionamento" [TRENITALIA]
- 7) - "Elettrotreno ETR500\PLT: Manuale di manutenzione e riparazione di 1°livello. Volume MR1-4trazione" [TRENITALIA]
- 8) - Francesco Perticaroli, "Sistemi elettrici per i trasporti: trazione elettrica"

- 9) - G. Buja, D. Casadei, G. Serra: "Direct Torque Control of Induction Motor Drives", IEEE Catalog, ISIE 1997, vol 1, pp. TU2-TU8
- 10) - T.G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, L.M. Tolbert, *Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, n°5, Sept./Oct. 1992.